

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

**Caracterización de la red
combinadora/comparadora de
diagramas de radiación de un sistema
de seguimiento radar**

**Máster Universitario en
Ingeniería de Telecomunicación**

Autor: Bernedo Sádaba, Sergio

Tutor: Ruiz Cruz, Jorge Alfonso

**Departamento de Tecnología electrónica y de las
Telecomunicaciones**

FECHA: Febrero, 2019

Caracterización de la red combinadora/comparadora de diagramas de radiación de un sistema de seguimiento radar

Autor: Sergio Bernedo Sádaba

Tutor: Jorge A. Ruiz Cruz



RFCAS

Dpto. de Tecnología electrónica y de las Telecomunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Febrero 2019

Resumen

Este proyecto trata sobre el diseño y simulación de una red comparadora/combinadora de un sistema radar monopulso de seguimiento en banda W (94 GHz). En estos sistemas dicha red es un elemento crítico para obtener la información angular de los blancos. Los requerimientos de la red se desprenden de aquellos necesarios en el programa SPADERadar; un programa de detección de basura espacial mediante radares de seguimiento embarcados. La tecnología sobre la cual se realiza el diseño es la guía de onda rectangular por ser idónea para este tipo de aplicaciones espaciales y de alta frecuencia. Para ello se parte de las características y geometría necesarias de la red y se explica su implementación en guía de onda en la topología conocida como plano E.

A su vez, el elemento clave de la red es el dispositivo conocido como acoplador híbrido de 180° , por lo que una buena parte de los esfuerzos del trabajo se centrarán en conseguir una buena respuesta de este componente. El diseño del acoplador en guía de onda seguirá una implementación de tipo *Riblet* con *stubs*, una topología que no se encuentra en la literatura técnica. Para modelar su comportamiento se usará el Método de Elementos Finitos en 2D (*FEM-2D*) combinado con distintos métodos de optimización, en particular, se han usado algoritmos genéticos, todo ello implementado en *MATLAB*. De este modo, se han generado diversos modelos de acoplador que han ofrecido una variada respuesta. El más equilibrado es el de 7 secciones, que ofrece, fuera de la tolerancia, un error medio en el reparto de potencia de 0.15 dB, una adaptación y aislamiento por debajo de -24 dB y un error medio en el desfase relativo de 3.5° en un ancho de banda del 2.13 %.

Con la familia de acopladores diseñados se ha procedido a implementar el de 7 secciones en una red comparadora en plano E para después verificar su respuesta mediante el software comercial *Computer Simulated Technology (CST)*. Los resultados de la red completa muestran una desviación del reparto de potencia máxima de 0.32 dB respecto al valor ideal, una adaptación menor de -17 dB, un aislamiento entre puertos menor de -24 dB y un error en el desfase relativo necesario siempre por debajo de 5° , lo que constituye un resultado satisfactorio.

Adicionalmente se ha realizado un estudio de los efectos de la técnica de mecanizado en este tipo de estructuras para una posible fabricación mediante una impresora 3D.

Palabras Clave

Radar, 3D, SPADERadar, seguimiento, monopulso, red combinadora, suma, diferencia elevación, diferencia acimut, basura espacial, banda W, microondas, guía de onda rectangular, plano E, acoplador, híbrido, Riblet, matriz de dispersión, Método de los

- vi Caracterización de la red combinadora/comparadora de diagramas de radiación de un sistema de seguimiento radar

Elementos Finitos 2D, *MATLAB*, optimización, algoritmos de búsqueda, algoritmos genéticos.

Abstract

This project deals with the design and simulation of a combining network for a monopulse tracking radar system working in W band (94 GHz). In these systems, the aforementioned network is a key element to obtaining the angular information of the targets. The requirements of the network come from those necessary for the SPADERadar program; a program regarding space junk detection by means of onboard tracking radar systems. The technology on which to implement the design is the rectangular waveguide for its well-known behavior for high frequency space applications. To do so, starting from the network's geometry and characteristics, an implementation in E-plane waveguide is derived.

Similarly, the key element of the network is the 180° hybrid coupler, thus, important efforts will be put on obtaining a good device response. The design of the waveguide coupler will follow a *Riblet* implementation with stubs, a topology not found in the technical literature. In order to extract its response, the *2D-Finite Element Method (2D-FEM)* combined with several optimization methods, particularly genetic algorithms, will be used, all of which will be implemented in *MATLAB*. By doing this, several coupler models have been designed, showing a large variety of responses. The most balanced one is that of 7 sections, which offers a maximum power split error of 0.15 dB, an adaptation and isolation below -24 dB and a maximum relative phase error of 3.5° in a 2.13% bandwidth.

After designing a whole family of couplers, the one corresponding to 7 sections has been implemented in an E-plane combining network; *Computer Simulated Technology (CST)* software was used to verify its response by means of *FEM-3D*. Results show a maximum power split deviation of 0.32 dB from the goal value, an adaptation and isolation below -17 dB and - 2 dB respectively, and a relative phase difference error lower than 5° , which constitutes a satisfactory outcome.

Additionally, a study on the effects of the manufacturing technique on these devices caused by 3D printers has been conducted with a plausible fabrication in mind.

Keywords

Radar, 3D, SPADERadar, tracking, monopulse, combining network, sum, difference elevation, difference azimuth, space junk, W-band, microwave, rectangular waveguide, E plane, coupler, hybrid, Riblet, scattering matrix, Finite Elements Method 2D, *MATLAB*, optimization, search algorithms, genetic algorithms.

Agradecimientos

En primer lugar, quiero darle las gracias a mi tutor Jorge A. Ruiz Cruz por haberme brindado la oportunidad de realizar un proyecto sobre algo que me apasiona: el mundo de las microondas. También por haberme guiado y aconsejado durante todo este tiempo respondiendo a correos de madrugada a contrarreloj.

También quiero dar las gracias a Lucas Polo López por haberme echado una mano en el desarrollo del trabajo y estar siempre disponible para ayudarme sin planificación previa.

A mis padres, Manuel e Irene, y a mi hermano Óscar, por la paciencia demostrada durante todo este tiempo que he estado absorbido por el trabajo y este proyecto. Sin vosotros esto no sería posible. Os quiero.

A mis amigos Sergio, Guille y Javi, por ser mi apoyo siempre y hacer que esta etapa de mi vida sea más llevadera. También por las bromas inacabables por la tardanza en culminar este trabajo. Habrá que inventarse otras nuevas, que ya estaban muy gastadas.

A Norberto, por esos buenos recuerdos de cuando éramos pequeños.

Y no me olvido de David e Isaac, compañeros de fatiga durante estos años en la facultad.

A todos, gracias.

Sergio Bernedo Sádaba

Febrero 2019

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 MOTIVACIÓN.....	1
1.2 OBJETIVOS	1
1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA	2
2 ESTADO DEL ARTE.....	3
2.1 EL PROYECTO SPADERADAR	3
2.2 INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS RADAR.....	4
2.2.1 <i>Sistemas de seguimiento radar</i>	6
2.2.2 <i>Sistemas radar monopulso</i>	7
2.3 GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	10
2.3.1 <i>Características de las guías de onda rectangulares</i>	10
2.3.2 <i>Discontinuidades en guía de onda rectangular</i>	11
2.4 TEORÍA BÁSICA DE CIRCUITOS DE MICROONDAS	12
2.4.1 <i>Parámetros S</i>	12
2.4.2 <i>Propiedades de la matriz S</i>	14
2.4.2.1 Adaptación	14
2.4.2.2 Reciprocidad	14
2.4.2.3 Simetría.....	15
2.4.2.4 Redes pasivas y pérdidas	15
2.5 ACOPLADORES.....	16
2.5.1 <i>Conceptos generales</i>	16
2.5.2 <i>Parámetros de un acoplador</i>	17
2.5.3 <i>Acoplador Branch-Line</i>	19
2.5.4 <i>Acoplador Híbrido de 180°</i>	19
2.5.5 <i>Acoplador de tipo Riblet</i>	20
2.6 EL PROBLEMA DE LA OPTIMIZACIÓN	21
2.6.1 <i>Introducción</i>	21
2.6.2 <i>Algoritmos de búsqueda y optimización: Algoritmos Genéticos</i>	23
3 DISEÑO DE LA RED COMBINADORA EN PLANO E	27
3.1 CARACTERÍSTICAS DE LA RED COMBINADORA	27
3.2 DISEÑO DEL ACOPLADOR DE RIBLET EN PLANO E.....	32

3.2.1 Introducción	32
3.2.2 Objetivos y Punto de Partida	33
3.2.3 Configuración del FEM-2D	37
3.2.4 Definición de la Función de Coste/Fitness	38
3.2.5 Configuración del Algoritmo Genético	40
3.2.6 Resultados	41
3.2.6.1 Acoplador en plano E de 3 Secciones	42
3.2.6.2 Acoplador en plano E de 5 Secciones	45
3.2.6.3 Acoplador en plano E de 7 Secciones	48
3.2.6.4 Acoplador en plano E de 9 Secciones	50
3.2.6.5 Acoplador en plano E de 11 Secciones	53
3.2.6.6 Acoplador en plano E de 13 Secciones	55
3.2.6.7 Comparativa	58
3.2.6.8 Conclusiones del diseño del nuevo acoplador híbrido de 180° en plano E	62
3.3 DISEÑO DE LOS CODOS DE LA RED COMPARADORA	63
3.4 UNIÓN DE LOS DISTINTOS ELEMENTOS DE LA RED	67
3.4.1 Conjunto acoplador exterior y codos adyacentes	67
3.4.2 Conjunto acoplador interior y codos adyacentes	69
3.4.3 Brazos de la red	70
3.4.4 Conjunto acoplador y brazos	71
3.4.5 Red completa	74
4 ESTUDIO DE LAS IMPERFECCIONES INTRODUCIDAS POR LA TÉCNICA DE MECANIZADO	83
4.1 INTRODUCCIÓN	83
4.2 IMPACTO DEL REDONDEO DE LAS ESQUINAS DE UN ACOPLADOR DE RIBLET	83
4.3 PROCEDIMIENTO PARA REDONDEAR LAS ESQUINAS DE UN PERFIL GENÉRICO EN <i>MATLAB</i>	88
5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	93
5.1 CONCLUSIONES	93
5.2 TRABAJO FUTURO	95
REFERENCIAS	97
ANEXOS	I
A MODOS TE Y TM EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	I
B MODE MATCHING	IX

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1: ESQUEMA BÁSICO DE UN RECEPTOR MONOESTÁTICO [2].....	5
FIGURA 2.2: FORMA DE ONDA DE UN SISTEMA DE ONDA PULSADA [2].....	5
FIGURA 2.3 FORMA DE ONDA DE UN SISTEMA CW [2].....	5
FIGURA 2.4: FORMA DE ONDA DE UN SISTEMA FM-CW [2]	6
FIGURA 2.5: FORMACIÓN DE LOS DIAGRAMAS SUMA Y DIFERENCIA EN 2D [4]	8
FIGURA 2.6: DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN SISTEMA MONOPULSO	9
FIGURA 2.7: SECCIÓN DE UNA GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	10
FIGURA 2.8: DISCONTINUIDADES EN PLANO E Y H EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR [6].....	12
FIGURA 2.9: DEFINICIÓN DE LOS PARÁMETROS S EN UNA RED DE n PUERTAS [8]	13
FIGURA 2.10: DIVERSOS ESQUEMAS DE SIMETRÍA EN UNA RED Y SU TRASLACIÓN A PARÁMETROS S [8] ..	15
FIGURA 2.11: COMPONENTE FUNCIONANDO COMO DIVISOR O COMBINADOR [6]	16
FIGURA 2.12: ESQUEMA DE ACOPLADOR DE CUATRO PUERTAS [6]	17
FIGURA 2.13: GEOMETRÍA DE UN ACOPLADOR <i>BRANCH-LINE</i> IMPLEMENTADO EN <i>MICROSTRIP</i> [6]	19
FIGURA 2.14: ACOPLADOR HÍBRIDO DE 180° IMPLEMENTADO EN <i>MICROSTRIP</i> [6].....	20
FIGURA 2.15: ESQUEMA GENÉRICO DE UN ACOPLADOR <i>RIBLET</i> EN PLANO H [6], [13].....	20
FIGURA 2.16: ACOPLADOR <i>RIBLET</i> EN PLANO H CON DESFASADORES EN LA REGIÓN INTERIOR	21
FIGURA 2.17: DIAGRAMA DE FLUJO DE UN ALGORITMO GENÉRICO DE OPTIMIZACIÓN.....	23
FIGURA 2.18: DIAGRAMA DE FLUJO DE UN ALGORITMO GENÉTICO	25
FIGURA 3.1: ESQUEMA DE LA RED COMBINADORA EN PLANO E	28
FIGURA 3.2: DESFASE RELATIVO NECESARIO A LA ENTRADA DE LAS BOCINAS PARA EL DIAGRAMA SUMA	29
FIGURA 3.3 DESFASE RELATIVO NECESARIO A LA ENTRADA DE LAS BOCINAS PARA EL DIAGRAMA DIFERENCIA ELEVACIÓN	29
FIGURA 3.4 DESFASE RELATIVO NECESARIO A LA ENTRADA DE LAS BOCINAS PARA EL DIAGRAMA DIFERENCIA ACIMUT	29
FIGURA 3.5: ESQUEMA DETALLADO DE LOS ELEMENTOS DE LA RED.....	30
FIGURA 3.6: DESFASES RELATIVOS EN LA RED NECESARIOS PARA CONSEGUIR LOS DIVERSOS DIAGRAMAS	31
FIGURA 3.7: ESQUEMA BÁSICO DEL ACOPLADOR EN PLANO E SIMÉTRICO CON 5 SECCIONES.....	33
FIGURA 3.8: SIMETRÍAS EN EL PLANO XY (AZUL) E YZ (MARRÓN VERTICAL) DE UN ACOPLADOR	34
FIGURA 3.9: SIMETRÍA EN EL PLANO YZ DEL ACOPLADOR Y SU REPERCUSIÓN EN LOS PARÁMETROS S [8]	35
FIGURA 3.10: DETALLE DE LAS SECCIONES INTERMEDIAS DEL ACOPLADOR	37
FIGURA 3.11: EJEMPLO DE RANGO DE VALORES ADMITIDOS EN UN DISEÑO.....	38
FIGURA 3.12: ESQUEMA DE LA FUNCIÓN DE COSTE	39

FIGURA 3.13: PERFIL DEL ACOPLADOR DE 3 SECCIONES	43
FIGURA 3.14: VISTA 3D DEL ACOPLADOR DE 3 SECCIONES	43
FIGURA 3.15: PARÁMETROS S DEL ACOPLADOR DE 3 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	43
FIGURA 3.16: REPARTO DE POTENCIA, AISLAMIENTO Y ADAPTACIÓN DEL ACOPLADOR DE 3 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	44
FIGURA 3.17: FASES DEL ACOPLADOR DE 3 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	44
FIGURA 3.18: ERROR EN LAS FASES RELATIVAS DEL ACOPLADOR DE 3 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	44
FIGURA 3.19: EVOLUCIÓN DE LA OPTIMIZACIÓN DEL ALGORITMO GENÉTICO DEL ACOPLADOR DE 3 SECCIONES	45
FIGURA 3.20: PERFIL DEL ACOPLADOR DE 5 SECCIONES	46
FIGURA 3.21: PARÁMETROS S DEL ACOPLADOR DE 5 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	46
FIGURA 3.22: REPARTO DE POTENCIA, AISLAMIENTO Y ADAPTACIÓN DEL ACOPLADOR DE 5 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	46
FIGURA 3.23: FASES DEL ACOPLADOR DE 5 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	47
FIGURA 3.24: ERROR EN LAS FASES RELATIVAS DEL ACOPLADOR DE 5 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	47
FIGURA 3.25: EVOLUCIÓN DE LA OPTIMIZACIÓN DEL ALGORITMO GENÉTICO DEL ACOPLADOR DE 5 SECCIONES	47
FIGURA 3.26: PERFIL DEL ACOPLADOR DE 7 SECCIONES	48
FIGURA 3.27: PARÁMETROS S DEL ACOPLADOR DE 7 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	48
FIGURA 3.28: REPARTO DE POTENCIA, AISLAMIENTO Y ADAPTACIÓN DEL ACOPLADOR DE 7 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	49
FIGURA 3.29: FASES DEL ACOPLADOR DE 7 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	49
FIGURA 3.30: ERROR EN LAS FASES RELATIVAS DEL ACOPLADOR DE 7 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	49
FIGURA 3.31: EVOLUCIÓN DE LA OPTIMIZACIÓN DEL ALGORITMO GENÉTICO DEL ACOPLADOR DE 7 SECCIONES	50
FIGURA 3.32: PERFIL DEL ACOPLADOR DE 9 SECCIONES	51
FIGURA 3.33: PARÁMETROS S DEL ACOPLADOR DE 9 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	51
FIGURA 3.34: REPARTO DE POTENCIA, AISLAMIENTO Y ADAPTACIÓN DEL ACOPLADOR DE 9 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	51
FIGURA 3.35: FASES DEL ACOPLADOR DE 9 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	52
FIGURA 3.36: ERROR EN LAS FASES RELATIVAS DEL ACOPLADOR DE 9 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	52
FIGURA 3.37: EVOLUCIÓN DE LA OPTIMIZACIÓN DEL ALGORITMO GENÉTICO DEL ACOPLADOR DE 9 SECCIONES	52
FIGURA 3.38: PERFIL DEL ACOPLADOR DE 11 SECCIONES	53
FIGURA 3.39: PARÁMETROS S DEL ACOPLADOR DE 11 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	53
FIGURA 3.40: REPARTO DE POTENCIA, AISLAMIENTO Y ADAPTACIÓN DEL ACOPLADOR DE 11 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	54
FIGURA 3.41: FASES DEL ACOPLADOR DE 11 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	54

FIGURA 3.42: ERROR EN LAS FASES RELATIVAS DEL ACOPLADOR DE 11 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	54
FIGURA 3.43: EVOLUCIÓN DE LA OPTIMIZACIÓN DEL ALGORITMO GENÉTICO DEL ACOPLADOR DE 11 SECCIONES	55
FIGURA 3.44: PERFIL DEL ACOPLADOR DE 13 SECCIONES	56
FIGURA 3.45: PARÁMETROS S DEL ACOPLADOR DE 13 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	56
FIGURA 3.46: REPARTO DE POTENCIA, AISLAMIENTO Y ADAPTACIÓN DEL ACOPLADOR DE 13 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	56
FIGURA 3.47: FASES DEL ACOPLADOR DE 13 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	57
FIGURA 3.48: ERROR EN LAS FASES RELATIVAS DEL ACOPLADOR DE 13 SECCIONES CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	57
FIGURA 3.49: EVOLUCIÓN DE LA OPTIMIZACIÓN DEL ALGORITMO GENÉTICO DEL ACOPLADOR DE 13 SECCIONES	58
FIGURA 3.50: COMPARATIVA DEL PERFIL DE LOS DISTINTOS ACOPLADORES	58
FIGURA 3.51: COMPARATIVA DE LA ADAPTACIÓN DE LOS DISTINTOS ACOPLADORES CON <i>FEM-2D</i> (I)	59
FIGURA 3.52: COMPARATIVA DE LA ADAPTACIÓN DE LOS DISTINTOS ACOPLADORES CON <i>FEM-2D</i> (II)	59
FIGURA 3.53: COMPARATIVA DEL AISLAMIENTO DE LOS DISTINTOS ACOPLADORES CON <i>FEM-2D</i>	59
FIGURA 3.54: COMPARATIVA DEL REPARTO DE POTENCIA DE LOS DISTINTOS ACOPLADORES CON <i>FEM-2D</i> (I)	60
FIGURA 3.55: COMPARATIVA DEL REPARTO DE POTENCIA DE LOS DISTINTOS ACOPLADORES CON <i>FEM-2D</i> (II)	60
FIGURA 3.56: COMPARATIVA DEL REPARTO DE POTENCIA DE LOS DISTINTOS ACOPLADORES CON <i>FEM-2D</i> (III)	61
FIGURA 3.57: COMPARATIVA DEL DESFASE RELATIVO DE LOS DISTINTOS ACOPLADORES CON <i>FEM-2D</i>	61
FIGURA 3.58: ERROR MEDIO DE CADA ACOPLADOR CON <i>FEM-2D</i>	62
FIGURA 3.59: EJEMPLO DE REDONDEO DE UNA ESQUINA EN PLANO E PARA VARIAS ARISTAS	64
FIGURA 3.60: EVOLUCIÓN DE LA FUNCIÓN DE COSTE PARA UNA ESQUINA EN PLANO E DE VARIAS ARISTAS CON <i>FEM-2D</i>	65
FIGURA 3.61: ADAPTACIÓN Y DESFASE PARA UNA ESQUINA EN PLANO E DE VARIAS SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	65
FIGURA 3.62: EVOLUCIÓN DE LA FUNCIÓN DE COSTE PARA UNA ESQUINA EN PLANO H DE VARIAS ARISTAS CON <i>FEM-2D</i>	66
FIGURA 3.63: ADAPTACIÓN Y DESFASE PARA UNA ESQUINA EN PLANO H DE VARIAS SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	66
FIGURA 3.64: BLOQUES BÁSICOS DE LA RED COMPARADOR EN PLANO E: ACOPLADOR HÍBRIDO DE 180°, CODO Y TRAMOS DE GUÍAS	67
FIGURA 3.65: PERFIL DEL CONJUNTO ACOPLADOR EXTERIOR Y CODOS	68
FIGURA 3.66: COMPARATIVA DE LA RESPUESTA DEL CONJUNTO ACOPLADOR EXTERNO Y CODOS CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	68

FIGURA 3.67: COMPARATIVA ENTRE EL ERROR DE LA RESPUESTA DEL CONJUNTO ACOPLADOR Y BRAZOS FRENTE AL ACOPLADOR CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	68
FIGURA 3.68: CONJUNTO ACOPLADOR INTERIOR Y CODOS	69
FIGURA 3.69: REPARTO DE POTENCIA, ADAPTACIÓN Y AISLAMIENTO DEL CONJUNTO ACOPLADOR INTERIOR Y CODOS EN <i>CST</i>	69
FIGURA 3.70: DETALLE DEL DESFASE RELATIVO DEL CONJUNTO ACOPLADOR INTERIOR Y CODOS EN <i>CST</i>	70
FIGURA 3.71: PERFIL Y VISTA 3D DEL BRAZO DE LA RED CON 1 SECCIÓN	70
FIGURA 3.72: RESPUESTA DEL BRAZO DE LA RED CON CODOS DE VARIAS SECCIONES CON <i>FEM-2D</i>	71
FIGURA 3.73: PERFIL Y VISTA 3D DEL CONJUNTO ACOPLADOR Y BRAZOS	72
FIGURA 3.74: COMPARATIVA ENTRE LA RESPUESTA DEL CONJUNTO ACOPLADOR Y BRAZOS FRENTE AL ACOPLADOR CON <i>FEM-2D</i>	72
FIGURA 3.75: ERROR DE LAS FASES RELATIVAS DEL CONJUNTO ACOPLADOR Y BRAZOS FRENTE AL ACOPLADOR CON <i>FEM-2D</i>	73
FIGURA 3.76: COMPARATIVA EN LA RESPUESTA DEL CONJUNTO ACOPLADOR Y BRAZOS CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	73
FIGURA 3.77: COMPARATIVA DEL ERROR DE FASE EN LA RESPUESTA DEL CONJUNTO ACOPLADOR Y BRAZOS CON <i>FEM-2D</i> Y <i>CST</i>	74
FIGURA 3.78: VISTA 3D DE LA RED COMPLETA	75
FIGURA 3.79: PERFIL, DIMENSIONES Y PUERTOS DE LA RED COMPLETA	75
FIGURA 3.80: REPARTO DE POTENCIA DE LA RED ENTRANDO POR EL PUERTO 1 EN <i>CST</i>	76
FIGURA 3.81: REPARTO DE POTENCIA DE LA RED ENTRANDO POR EL PUERTO 2 EN <i>CST</i>	76
FIGURA 3.82: REPARTO DE POTENCIA DE LA RED ENTRANDO POR EL PUERTO 3 EN <i>CST</i>	77
FIGURA 3.83: REPARTO DE POTENCIA DE LA RED ENTRANDO POR EL PUERTO 4 EN <i>CST</i>	77
FIGURA 3.84: ADAPTACIÓN DE LA RED EN <i>CST</i>	77
FIGURA 3.85: AISLAMIENTO DE LA RED EN <i>CST</i>	78
FIGURA 3.86: DIFERENCIA DE FASE RELATIVA DE 0° DE LA RED EN <i>CST</i>	78
FIGURA 3.87: DIFERENCIA DE FASE RELATIVA DE 180° DE LA RED EN <i>CST</i>	78
FIGURA 3.88: ERROR ABSOLUTO DEL REPARTO DE POTENCIA DE LA RED EN <i>CST</i>	79
FIGURA 3.89: ERROR ABSOLUTO EN EL DESFASE RELATIVO RESPECTO AL PUERTO 5 (0°) EN <i>CST</i>	79
FIGURA 3.90: ERROR ABSOLUTO EN EL DESFASE RELATIVO RESPECTO AL PUERTO 5 (180°) EN <i>CST</i>	80
FIGURA 3.91: DESFASE RELATIVO 3D EN LOS PUERTOS INTERIORES EN <i>CST</i> . DE IZQUIERDA A DERECHA Y ARRIBA A ABAJO: SUMA, DIFERENCIA ACIMUT, DIFERENCIA DIAGONAL Y DIFERENCIA ELEVACIÓN	81
FIGURA 4.1: ACOPLADOR HÍBRIDO DE RIBLET EN PLANO H CON ESQUINAS REDONDEADAS EN <i>CST</i>	83
FIGURA 4.2: MUESTRA DE ESQUINAS QUE SE REDONDEAN	84
FIGURA 4.3: VARIACIÓN DE LA TRANSMISIÓN AL DOBLAR EL PRIMER GRUPO DE ESQUINAS EN <i>CST</i>	84
FIGURA 4.4: VARIACIÓN DEL AISLAMIENTO Y LA ADAPTACIÓN AL DOBLAR EL PRIMER GRUPO DE ESQUINAS EN <i>CST</i>	84

FIGURA 4.5: VARIACIÓN DEL ERROR DE LA FASE RELATIVA AL DOBLAR EL PRIMER GRUPO DE ESQUINAS EN <i>CST</i>	85
FIGURA 4.6: VARIACIÓN DE LA TRANSMISIÓN AL DOBLAR EL SEGUNDO GRUPO DE ESQUINAS EN <i>CST</i> ...	85
FIGURA 4.7: VARIACIÓN DEL AISLAMIENTO Y LA ADAPTACIÓN AL DOBLAR EL SEGUNDO GRUPO DE ESQUINAS EN <i>CST</i>	85
FIGURA 4.8: VARIACIÓN DEL ERROR DE LA FASE RELATIVA AL DOBLAR EL SEGUNDO GRUPO DE ESQUINAS EN <i>CST</i>	86
FIGURA 4.9: VARIACIÓN DE LA TRANSMISIÓN AL DOBLAR EL TERCER GRUPO DE ESQUINAS EN <i>CST</i>	86
FIGURA 4.10 VARIACIÓN DEL AISLAMIENTO Y LA ADAPTACIÓN AL DOBLAR EL TERCER GRUPO DE ESQUINAS EN <i>CST</i>	87
FIGURA 4.11: VARIACIÓN DEL ERROR DE LA FASE RELATIVA AL DOBLAR EL TERCER GRUPO DE ESQUINAS EN <i>CST</i>	87
FIGURA 4.12: EJEMPLO DE PERFIL A REDONDEAR PARA <i>FEM-2D</i>	88
FIGURA 4.13: PROCEDIMIENTO DE REDONDEO (I)	89
FIGURA 4.14: PROCEDIMIENTO DE REDONDEO (II)	89
FIGURA 4.15: PROCEDIMIENTO DE REDONDEO (III).....	90
FIGURA 4.16: PROCEDIMIENTO DE REDONDEO (IV).....	90
FIGURA 4.17: PROCEDIMIENTO DE REDONDEO (V).....	91
FIGURA 4.18: PERFIL REDONDEADO PARA <i>FEM-2D</i>	91
FIGURA 0.1: ESQUEMA DE GUÍA DE ONDA RECTANGULAR [10]	II
FIGURA 0.2: EJEMPLO DE CARTA DE MODOS [10].....	II
FIGURA 0.3: MODO <i>TE10</i>	III
FIGURA 0.4: MODO <i>TE20</i>	IV
FIGURA 0.5: MODO <i>TE11</i>	V
FIGURA 0.6: MODO <i>TM11</i>	VI
FIGURA 0.7: MODO <i>TM21</i>	VII
FIGURA 0.8: MODO <i>TM31</i>	VIII
FIGURA 0.9: ONDAS DE POTENCIA INCIDENTES Y REFLEJADAS EN UNA DISCONTINUIDAD [11]	IX

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.1: APLICACIONES DE LOS SISTEMAS RADAR [2].....	4
TABLA 2.2: COMPARATIVA DE VARIOS MEDIOS DE TRANSMISIÓN [6].....	11
TABLA 3.1: NOMENCLATURA DE LAS PUERTAS DEL ACOPLADOR EN PLANO E.....	31
TABLA 3.2: DESFASES RELATIVOS ENTRE LAS PUERTAS <i>THROUGH</i> Y <i>COUPLED</i> DEL ACOPLADOR.....	32
TABLA 3.3: CARTA DE MODOS DE LA GUÍA WR10.....	34
TABLA 3.4: OBJETIVOS A CUMPLIR EN EL DISEÑO DEL ACOPLADOR (TOPOLOGÍA Y NUMERACIÓN DE PUERTAS DE ACUERDO A LA FIGURA 3.8)	36
TABLA 3.5: PRESTACIONES DE LA IMPLEMENTACIÓN DEL <i>FEM-2D</i> PARA UN ACOPLADOR.....	37
TABLA 3.6: CONDICIONES DE PARTIDA DEL ALGORITMO GENÉTICO	41
TABLA 3.7: DIMENSIONES DEL ACOPLADOR DE 3 SECCIONES.....	42
TABLA 3.8: DIMENSIONES DEL ACOPLADOR DE 5 SECCIONES.....	45
TABLA 3.9: DIMENSIONES DEL ACOPLADOR DE 7 SECCIONES.....	48
TABLA 3.10: DIMENSIONES DEL ACOPLADOR DE 9 SECCIONES.....	50
TABLA 3.11: DIMENSIONES DEL ACOPLADOR DE 11 SECCIONES.....	53
TABLA 3.12: DIMENSIONES DEL ACOPLADOR DE 13 SECCIONES.....	55
TABLA 3.13: ERROR MEDIO DE LOS DISTINTOS ACOPLADORES CON <i>FEM-2D</i>	62
TABLA 3.14: RESUMEN DE LA VARIACIÓN MEDIA DE LAS PRESTACIONES DEL ACOPLADOR AL CONCATENARLE LOS BRAZOS	74
TABLA 3.15: CORRESPONDENCIA ENTRE BOCINAS Y PUERTOS DE LA RED	80
TABLA 4.1: IMPACTO DE CADA GRUPO DE ESQUINAS DEL ACOPLADOR.....	87
TABLA 0.1: DESCOMPOSICIÓN DEL CAMPO E/M SEGÚN SUS COMPONENTES.....	I

1 Introducción

1.1 Motivación

Desde su concepción a mediados del siglo XX, la tecnología radar ha avanzado progresivamente hasta alcanzar una gran variedad de dispositivos y aplicaciones. En particular, los radares de seguimiento basados en sistemas monopulso son capaces de identificar la dirección angular de un blanco con la recepción de un pulso. Para ello, hacen uso simultáneamente de varios diagramas de radiación generados mediante una red combinadora. Esta red se encarga de combinar (o comparar) las señales recibidas por los elementos radiantes del sistema para producir las distintas señales radar (suma, diferencia en azimut y diferencia en elevación) que son utilizadas posteriormente en el subsistema de procesamiento de señal radar.

El presente TFM tiene como objetivo la caracterización de una red comparadora de un sistema de seguimiento radar en banda W (75–110 GHz), compuesta por acopladores con desfasadores e implementada principalmente en guía de onda rectangular WR10 ($2.54\text{ mm} \times 1.27\text{ mm}$). Para los desarrollos de los dispositivos que integrarán la red comparadora se utilizará esta banda como base para los diseños, aunque también se harán uso de desarrollos previos en banda X, y también de otras bandas de microondas de interés. Además, se pretende analizar el efecto de las tolerancias de mecanizado en la implementación de estas redes.

Este Trabajo Fin de Máster se enmarca dentro de un proyecto más amplio, llamado *SPADERadar*, cuyo objetivo es el desarrollo de un radar de seguimiento para la detección de pequeños fragmentos (diámetro comprendidos entre 1 y 10 cm) de basura espacial [1].

1.2 Objetivos

El objetivo global del trabajo es el estudio de las redes comparadoras de diagramas de radiación de un sistema de seguimiento radar. Se analizarán las prestaciones de sus elementos constituyentes, así como de la red entera. Además, será una parte de este estudio el análisis del efecto de las imperfecciones introducidas por la técnica de mecanizado utilizada para fabricar la red, las cuales modifican ligeramente la geometría de sus componentes y alteran, por tanto, el comportamiento de la misma respecto del caso ideal.

Los objetivos parciales se pueden resumir en:

- I. Caracterización de una red comparadora ideal en banda W, que está formada por acopladores en guía de onda con desfasadores y otros elementos adicionales.
- II. Diseño de acopladores con *stubs* desfasadores y distintas secciones para realizar una red comparadora de altas prestaciones.
- III. Diseño de una red comparadora integrando los elementos ya diseñados

- 2 Caracterización de la red combinadora/comparadora de diagramas de radiación de un sistema de seguimiento radar

IV. Estudio del efecto de las imperfecciones en el acoplador causadas por la técnica de fabricación utilizada, en concreto el redondeo de esquinas.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- Capítulo 1: Introducción. Consta de la motivación, los objetivos y la organización de la memoria.
- Capítulo 2: Estado del arte. Explicación de los sistemas radar monopulso, guía de onda rectangular, teoría de línea de transmisión, acopladores y algoritmos genéticos.
- Capítulo 3: Diseño de la red combinadora en plano E. Diseño y simulación paso a paso de varios acopladores en guía de onda y plano E, de los codos y brazos de la red y por último simulación de la red completa como la unión de los elementos.
- Capítulo 4: Estudio de las imperfecciones introducidas por la técnica de mecanizado. Descripción de la problemática del método de fabricación con impresora 3D, análisis del efecto del redondeo de las esquinas de un acoplador en plano H y por último se muestra una implementación de los redondeos en perfiles de estructuras en guía de onda.
- Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro. Conclusiones extraídas de los resultados obtenidos y líneas de trabajo futuras.

2 Estado del arte

2.1 El proyecto *SPADERadar*

El uso del espacio para todo tipo de aplicaciones ha llevado consigo una fuerte dependencia de los sistemas en órbita: los sistemas de navegación por satélite, detección remota y comunicaciones no se entienden sin elementos críticos fuera de la Tierra. Debido al pronunciado aumento de la actividad espacial en las últimas décadas, la creación de basura espacial inherente a la puesta en órbita de estos sistemas se ha vuelto un problema ineludible, cambiando el paradigma para siempre.

Los desechos espaciales son de todo tipo y tamaños, y ponen en peligro la subsistencia de las infraestructuras espaciales. En particular, se calcula que existen más de 100.000 objetos con diámetros menores de 10 cm viajando a velocidades de 10 Km/s, por lo que mantener la seguridad en el espacio se ha vuelto un objetivo básico para la comunidad internacional [1].

Por ello, surge la necesidad de diseñar e implementar sistemas que sean capaces de detectar situaciones peligrosas para los vehículos espaciales. En este marco nace el proyecto europeo de detección y seguimiento de basura espacial *SPADERadar* (*SPAcE DEbris Radar*), llevado a cabo por diversos grupos de investigación de la Universidad Politécnica de Madrid, la Universidad Autónoma de Madrid, la Universidad Carlos III de Madrid y la Universidad de Vigo y financiado por fondos estructurales de la Unión Europea y la Comunidad de Madrid. La aproximación al problema tomada pasa por incluir en los sistemas en órbita radares embarcados que sean capaces de localizar objetos que se aproximen a la plataforma que se desee proteger proporcionando tiempos de reacción del orden de decenas de segundos.

En concreto, las especificaciones del sistema requieren del funcionamiento en banda W (94 GHz) para ser capaz de detectar objetos de un tamaño comprendido entre 1 y 10 cm de diámetro a una distancia de al menos 200 Km.

Por último, entre los objetivos parciales del proyecto se encuentran [1]:

- Desarrollo de subsistemas de radiofrecuencia en banda W usando tecnología monolítica de estado sólido
- Desarrollo de antenas de alta ganancia con capacidad de exploración electrónica
- Desarrollo de subsistemas pasivos de bajas pérdidas para conformado y acondicionamiento de la señal de radiofrecuencia (RF). En esta categoría entran las redes de comparación como la que se presenta en este trabajo
- Transferencia tecnológica al sector industrial español de los avances que se consigan.

2.2 Introducción a los sistemas radar

Un sistema radar (*RA*dio *DE*tección *AND* *R*anging) se define según el IEEE como un sistema electromagnético para la detección y localización de objetos que funciona transmitiendo señales electromagnéticas, recibiendo ecos de objetos (denominados blancos) que están dentro de su volumen de cobertura y extrayendo información de la señal de eco.

Los primeros sistemas radar aparecieron en la década de 1930 en Inglaterra, gracias principalmente a Robert Watson Watt, que desarrolló el sistema *Chain Home* bajo la premisa de crear un “rayo de la muerte” para destruir aviones enemigos. Ante la imposibilidad tecnológica de culminar el proyecto, se evaluó positivamente la opción de al menos detectar los aviones. Esto culminó en la invención del radar como lo conocemos hoy día, que, eventualmente, pasó a ser además una tecnología civil utilizada en todo el mundo.

Con el tiempo, los sistemas radar han evolucionado enormemente, permitiendo crear una gran variedad de sistemas, tanto militares como civiles, para responder a todo tipo de aplicaciones y requisitos. La Tabla 2.1 ofrece un breve resumen de aplicaciones actuales.

Tabla 2.1: Aplicaciones de los sistemas radar [2]

Aplicaciones de los Sistemas Radar	
Civiles	Militares
Control de tráfico aéreo	Vigilancia aérea, naval y terrestre
Radares marinos	Sistemas de guiado de misiles
Espacio	Espionaje electrónico
Control de velocidad de tráfico	Navegación

El radar clásico por excelencia es el monoestático, que usa la misma antena para transmisión y recepción, por lo que permiten diseñar sistemas compactos. La interconexión entre la antena y ambos subsistemas se realiza mediante un elemento de 3 puertas llamado circulador (Figura 2.1). La particularidad de los circuladores con esta configuración es que permiten aislar las etapas de transmisión y recepción, haciéndolos ideales para usar una única antena: idealmente, la señal proveniente de la cadena de transmisión se entregará a la antena, mientras que la potencia recibida por dicha antena será llevada a la cadena de recepción, aislando ambas.

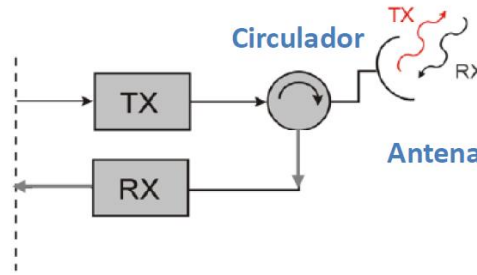


Figura 2.1: Esquema básico de un receptor monoestático [2]

Dentro de los sistemas radar existen varias subcategorías en función de la forma de onda emitida [2]:

1. **Sistemas de onda pulsada:** Son sistemas diseñados para detectar a largas distancias. Se transmite una señal a una frecuencia concreta a intervalos regulares, pero no continuos. De esta forma, en los períodos en los que no transmite dichos pulsos, el sistema es capaz de distinguir los ecos generados por los blancos analizando su tiempo de llegada, aunque debido a esto, es de vital importancia que el sistema esté perfectamente sincronizado. Este sistema ofrece más facilidad que los siguientes para medir la distancia al blanco y permite un tratamiento digital más sencillo, por lo que suele ser el sistema más habitual. La forma de onda generada se muestra en la Figura 2.2.

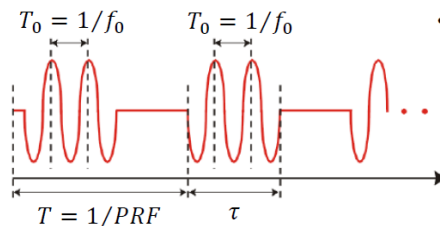


Figura 2.2: Forma de onda de un sistema de onda pulsada [2]

2. **Sistemas de onda continua (CW):** Como su nombre indica, se emite una señal continua en el tiempo a una frecuencia concreta. Estos sistemas requieren menos potencia que uno pulsado para un mismo alcance, sin embargo, requieren de un fuerte aislamiento entre los subsistemas de transmisión y recepción (debido a que ambas funciones se realizan a la vez), pero, sobre todo, no permiten hallar la distancia de los blancos al no existir una referencia temporal; únicamente se extrae su velocidad mediante el efecto *Doppler*. Por ello, estos sistemas son de amplio uso en control de tráfico y otras aplicaciones de detección de movimiento. La Figura 2.3 ilustra esta forma de onda.

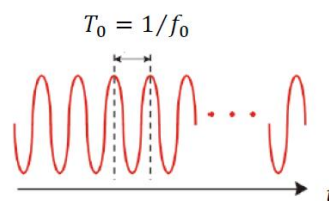


Figura 2.3 Forma de onda de un sistema CW [2]

3. Sistemas de onda continua y modulación en frecuencia (FM-CW): El funcionamiento es similar al de los sistemas de onda continua, excepto por la salvedad de que la frecuencia de la portadora se modula en el tiempo de forma periódica. Utilizando el período con el que se repite cada frecuencia se es capaz de extraer además la distancia al blanco. La Figura 2.4 representa esta forma de onda.

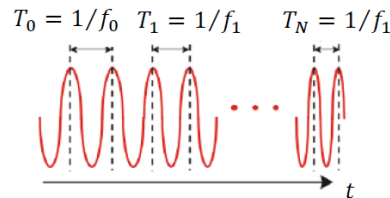


Figura 2.4: Forma de onda de un sistema FM-CW [2]

Por otro lado, atendiendo a su funcionalidad es posible realizar otra clasificación de los sistemas radar:

1. Sistemas de exploración o vigilancia: El propósito de estos sistemas es detectar y estimar la posición de múltiples blancos situados en su área de cobertura.
2. Sistemas de seguimiento: Su función es la detección y medida de la posición de un único blanco de forma constante para mantenerlo dentro del haz de la antena y por lo tanto localizado constantemente.
3. Sistemas multifunción: Son una combinación de los anteriores, ya que realizan las funciones de exploración y seguimiento.

Existen más variables sobre las que catalogar los sistemas radar [3], pero no se comentan aquí por no ser relevantes para los objetivos del trabajo.

2.2.1 Sistemas de seguimiento radar

Los sistemas de seguimiento por radar son aquellos que mantienen de forma automática el eje de apuntamiento de la antena alineado con un blanco concreto. Para conseguir esto necesitan un diagrama de tipo pincel muy directivo, generalmente de unos pocos grados de ancho de haz principal. El seguimiento se realiza mediante la desviación o error en la señal recibida para cada componente angular (elevación y acimut); dichas señales deben ser proporcionales a la desviación del blanco con respecto al eje mencionado. Así, este error se utiliza para situar el eje de nuevo en la dirección en la que sea nulo.

A su vez, es común que los radares mantengan una estrecha ventana temporal en la que evaluar el seguimiento, lo que es equivalente a aplicarlo a objetivos que se encuentren a una distancia concreta de la última conocida. De esta forma se evita que blancos más cercanos provoquen que se pierda el seguimiento [4].

También existen sistemas que pueden realizar el seguimiento de varios blancos, por ejemplo, con técnicas *pause-while-scan*. Para lograrlo se requiere de antenas que permitan

hacer un barrido electrónico, de forma que es posible escanear el espacio, y al localizar cada blanco, entrar en modo de seguimiento durante un período de tiempo [5].

Estos sistemas se aplicaban inicialmente para predecir el punto de impacto de misiles, pero hoy en día han surgido nuevas aplicaciones como la comentada en [1] que da pie a este trabajo.

2.2.2 Sistemas radar monopulso

A la hora de determinar la posición angular de un blanco basta en teoría con el ancho de haz a -3 dB del diagrama de la antena exploradora; sin embargo, si se requiere de una alta precisión esta aproximación al problema no es válida. La técnica por excelencia para obtener una alta precisión en este aspecto es la *monopulso*.

El término monopulso viene de la habilidad de un sistema de este tipo de extraer la información angular de una fuente de radiación electromagnética (que en el mundo de los radares será el eco de un blanco) a partir de un único pulso, al contrario que otros sistemas clásicos como los *sequential lobing* o *conical scan*, que requieren de recibir al menos cuatro pulsos en tiempos distintos para después comparar su amplitud, siendo por tanto susceptibles a variaciones en la amplitud de la señal de llegada en el tiempo [4].

Para ello, los sistemas monopulso en 3D hacen uso en recepción de varios diagramas de radiación de tipo pincel (mínimo tres), comparando simultáneamente la señal captada por cada uno para, tras un procesamiento, extraer una tensión proporcional al error angular de la fuente respecto al ángulo de apuntamiento de la antena, tanto en elevación (θ) como en acimut (φ). Típicamente el cociente entre la amplitud de la señal captada por cada diagrama indicará el desplazamiento absoluto respecto al eje; el hecho de que la señal captada sea mayor en un diagrama que en otro se corresponderá con la dirección de dicho error. Existen otras configuraciones que extraen el error a partir de la fase y más recientemente de amplitud y fase de forma conjunta; estos son conocidos como *Complex Monopulse*.

Los lóbulos principales de los diagramas empleados suelen presentar un bajo ancho de haz a -3 dB ; se busca que dichos lóbulos se solapen y sean simétricos respecto al eje que marca la normal a la antena en las principales coordenadas angulares. Una vez conseguido esto, para generar el error es necesario combinar los diagramas de cierta forma. Si se suman, el resultado será un diagrama directivo apuntando al eje mencionado, llamado diagrama *Suma* (Σ). En transmisión se utiliza este diagrama por ser el muy directivo y por su apuntamiento; para alternar entre ambas etapas se utiliza un circulador como en la Figura 2.1. Por otro lado, si se restan se puede obtener un diagrama con dos lóbulos desfasados 180° entre sí a ambos lados del eje; justo en el eje habrá un nulo. Este tipo de diagrama se conoce como *Diferencia* (Δ). La Figura 2.5 resume este proceso, en el que a partir de los diagramas de las antenas 1 y 2 se obtienen los diagramas Suma y Diferencia para una coordenada angular (elevación).

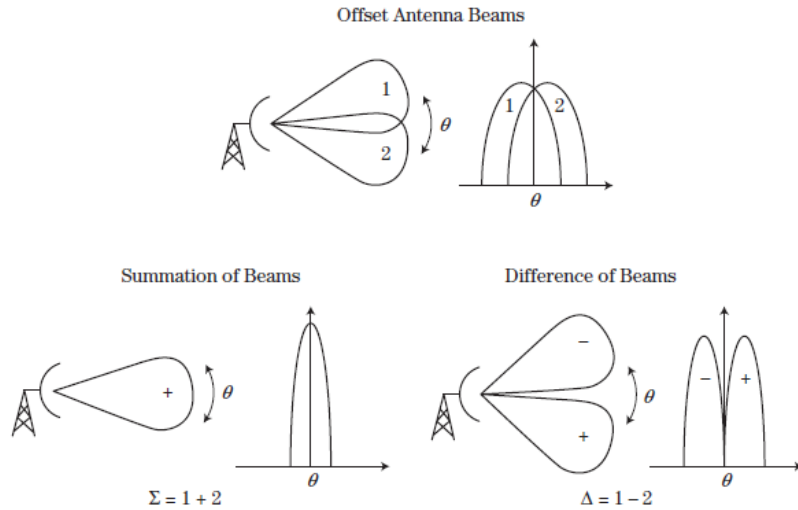


Figura 2.5: Formación de los diagramas Suma y Diferencia en 2D [4]

De esta forma, la señal de error se puede computar como

$$V_{error}(\theta) = \frac{|\Delta(\theta)|}{|\Sigma(\theta)|} \cos \beta \quad (2.1)$$

Donde $|\Delta(\theta)|$ y $|\Sigma(\theta)|$ representan la amplitud de la señal captada por cada diagrama y β depende del lóbulo del diagrama diferencia por el que haya llegado la señal, siendo 0° para uno y 180° para el otro (esto resuelve la ambigüedad del signo del ángulo de llegada con respecto al eje [3]). Para unos pocos grados de desplazamiento respecto al eje de apuntamiento este cociente será prácticamente lineal, por lo que calcular el error angular será inmediato y no presentará ambigüedad.

Para obtener el error en la otra coordenada angular (acimut) y poder implementar un sistema monopulso en 3D se requiere de un diagrama extra, aunque en la práctica se utilizan cuatro para lograr una mayor precisión al utilizar diseños simétricos [4]. La nueva señal de error se obtiene de forma análoga a lo explicado, pero utilizando dicho/s diagrama/s para calcular el de diferencia en la coordenada de interés. En este caso, los diagramas resultantes serán Suma (Σ), Diferencia Elevación (Δ_{El}) y Diferencia Acimut (Δ_{Az}). Es importante recalcar que la señal de error en ambos casos depende del cociente entre las señales, no de sus valores absolutos; esto provoca que la salida de la red sea una función dependiente del ángulo de llegada del pulso y no de su amplitud.

Las operaciones de suma y resta mencionadas se pueden llevar a cabo con acopladores híbridos de 180° . Estos dispositivos tienen cuatro puertas y su característica principal es que introduciendo dos señales A y B en dos puertos distintos se obtiene la suma y la diferencia de dichas señales en los puertos restantes; se explican con más detalle en la sección 2.5.4.

La red que extrae simultáneamente los diagramas Σ , Δ_{El} y Δ_{Az} a partir de los diagramas individuales de las antenas se conoce comúnmente como la *red combinadora o comparadora* y es el objeto de este trabajo. Posteriormente, el resultado de cada diagrama resultante

de esta red se entrega a un receptor que convierte la señal de *RF* a *IF* para después llegar a un procesador dedicado que extrae la amplitud de la señal recibida en cada diagrama. Por último, un extractor de datos se encarga de combinar cada canal y hallar el error final tanto en elevación como en acimut aplicando la ecuación (2.1).

La Figura 2.6 resume un esquema clásico de red monopulso desde las antenas (A, B, C y D) hasta la extracción del error de cada coordenada angular.

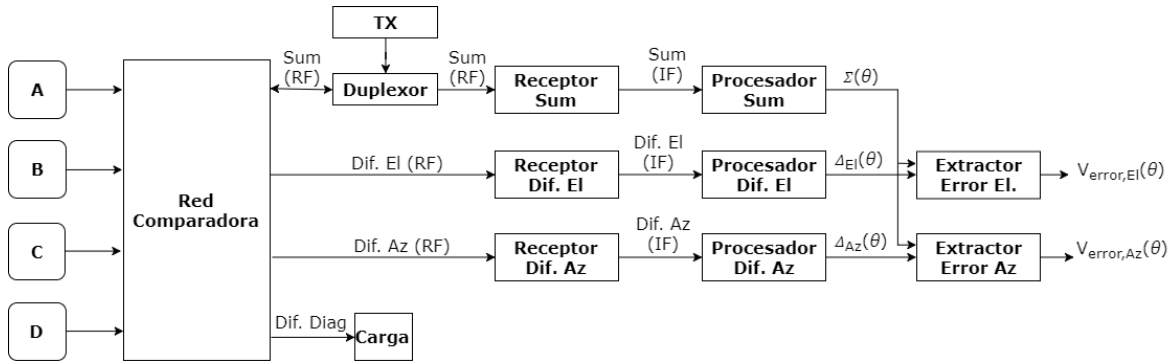


Figura 2.6: Diagrama de bloques de un sistema monopulso

Experimentalmente se ha comprobado que es preferible realizar la comparativa de las señales lo más cerca posible de las antenas mediante elementos pasivos que formen una red comparadora lo más compacta posible, ya que de esta forma se mantienen las prestaciones de la red con el paso del tiempo [4].

En cuanto a las antenas, lo explicado es válido para conformar los diagramas a comparar mediante antenas individuales, pero también es posible utilizar un array de antenas dividido en los sub-arrays necesarios para dicho propósito.

Algunas ventajas de este esquema frente a otros se resumen a continuación [4]:

- Se minimiza el error debido a las fluctuaciones en amplitud de la señal recibida al realizar la comparación con el mismo pulso recibido.
- Al extraer la posición angular de la fuente pulso a pulso permite una mayor tasa de refresco de la misma, permitiendo incluso realizar el seguimiento de varios blancos de forma saltada.
- Debido a que el diagrama tanto en transmisión como en el canal suma de recepción es máximo en la dirección del blanco, esto repercute en una mayor relación señal a ruido que en otras técnicas.
- La distancia máxima no ambigua depende exclusivamente del tiempo entre transmisión de pulsos del sistema en cuestión al funcionar con un solo pulso recibido.

Como contrapartida, estas prestaciones se consiguen a costa de una mayor complejidad en el sistema; entre otras cosas, es necesario un procesador para cada uno de los tres canales por separado y el diseño de la etapa de combinación de los diagramas en RF no es trivial.

Esta técnica es compatible con una implementación en onda pulsada y son ideales para radares de seguimiento o *tracking*. Entre las aplicaciones más comunes de este tipo de sistemas se encuentran el guiado de misiles, seguimiento de satélites desde tierra y la radioastronomía.

2.3 Guía de onda rectangular

2.3.1 Características de las guías de onda rectangulares

El desarrollar un sistema que funcione a alta frecuencia conlleva una serie de problemas tecnológicos. El principal problema es que no todos los medios de transmisión son aptos para funcionar en ese régimen ya que presentan altas pérdidas de propagación. Algo similar ocurre en aplicaciones de alta potencia.

La tecnología por excelencia que permite operar en estas condiciones (alta potencia y bajas pérdidas) desde hace décadas es la guía de onda, consistente en una cavidad metálica rellena de un dieléctrico (generalmente el aire o el vacío) dentro de la cual se propaga el campo electromagnético. Tradicionalmente la sección de la cavidad suele ser rectangular, aunque también existen circulares y de otras formas geométricas. Normalmente las rectangulares suelen ofrecer un alto rendimiento, además de una mayor facilidad de fabricación e integración que otros tipos de guías. La Figura 2.7 muestra la sección transversal de una guía de onda rectangular.

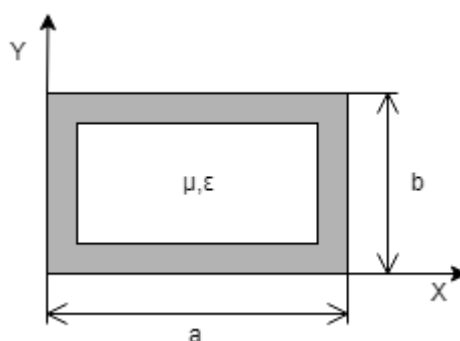


Figura 2.7: Sección de una guía de onda rectangular

Su principal uso es el de conectar transmisores de alta potencia y receptores a una antena de alta ganancia habitualmente de bocina, lo que facilita la unión entre ambas. También se pueden fabricar todo tipo de elementos como acopladores y atenuadores. Adicionalmente presentan bajas pérdidas de propagación a alta frecuencia, elimina las pérdidas por radiación al confinar el campo, ofrecen una buena robustez y con la tecnología de fabricación actual se prestan a la miniaturización. Como desventajas, realizar las uniones entre varias estructuras en esta tecnología presenta problemas de integración y fabricarlas requiere de un alto coste, aunque las ventajas sobrepasan ampliamente a los inconvenientes, particularmente en aplicaciones de ondas milimétricas y alta potencia. En la siguiente tabla se recoge una breve comparativa entre esta tecnología y otras comunes.

Tabla 2.2: Comparativa de varios medios de transmisión [6]

Característica	Coaxial	Guía de onda	Stripline	Microstrip
Modo habitual	TEM	TE	TEM	Quasi-TEM
Ancho de banda	Alto	Bajo	Alto	Alto
Pérdidas	Medias	Bajas	Altas	Altas
Potencia soportada	Media	Alta	Baja	Baja
Tamaño	Grande	Grande	Medio	Pequeño
Coste de fabricación	Medio	Medio/Alto	Bajo	Bajo
Integración con otros componentes	Mala	Mala	Normal	Buena

2.3.2 Discontinuidades en guía de onda rectangular

Por necesidad o diseño, es común que en una red de microondas existan discontinuidades entre dos líneas de transmisión, comprometiendo el comportamiento de la misma. Una forma de contemplar los efectos introducidos por las discontinuidades es interpretándolas como un circuito equivalente en una línea de transmisión; este circuito puede ser por ejemplo un elemento en serie, o en casos más complejos una red en T o π . Sin embargo, el reemplazar una discontinuidad por su red equivalente de elementos concentrados incurrirá en un comportamiento no del todo realista. Un ejemplo de discontinuidades en guía de onda rectangular se muestra en la Figura 2.8. Para este caso, las discontinuidades en altura de la guía se denominan *discontinuidades en plano E*, debido que la variación de la altura es en la dirección de la componente principal del campo eléctrico del modo fundamental de la guía (siempre que $a > b$ en la Figura 2.7 el modo fundamental será el TE_{10} , cuyas líneas de campo \vec{E} sigue la dirección \hat{y} [7]). Por el mismo motivo, las discontinuidades en horizontal (\hat{x}) se conocen como *discontinuidades en plano H*.

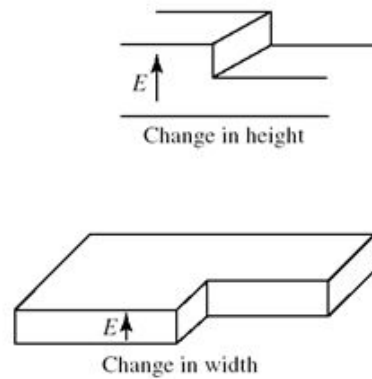


Figura 2.8: Discontinuidades en plano E y H en guía de onda rectangular [6]

Un efecto que se desprende de una discontinuidad es que excitará, en principio, un conjunto infinito de modos con distinta amplitud, aunque estos sean evanescentes [6]. Para una guía de onda rectangular, una discontinuidad en plano H excitará un conjunto infinito de modos TE_{m0} a ambos lados de la misma, correspondiendo además los modos evanescentes con energía almacenada en torno a la discontinuidad; por lo que para un análisis estricto no se podrán despreciar en un principio. Por el contrario, una discontinuidad en plano E implica la generación de infinitos modos TE_{1n} y TM_{1n} .

Para modelar este efecto y ser capaz de calcular el campo en una línea con discontinuidades basta con saber el tipo de modos que se excitan (que es inmediato para los casos mencionados) y sus amplitudes correspondientes. Una forma de conocer las amplitudes que ponderan cada modo consiste en aplicar técnicas como *Mode Matching* (que además permite extraer la matriz de parámetros S y se explica brevemente en el apéndice B). Sin embargo, para geometrías más complejas esta técnica no es válida y se requiere de otros métodos numéricos que permiten calcular su respuesta como el *FEM-2D*, que es el que se ha utilizado en este trabajo.

2.4 Teoría básica de circuitos de microondas

2.4.1 Parámetros S

Una dificultad común de trabajar en alta frecuencia es medir voltajes e intensidades en ciertos puntos de una cadena de transmisión. Además, utilizar parámetros Z , Y o $ABCD$ puede no ser una opción ya que implica forzar tanto cortocircuitos como circuitos abiertos en los puertos, lo que puede poner en riesgo la integridad del dispositivo. Por ello, surge la necesidad de caracterizar circuitos de microondas con otros parámetros. Dichos parámetros son los parámetros S (*“Scattering”*), que se asocian a ondas de potencia incidente y reflejada proporcionales a las ondas de voltaje incidente y reflejada, respectivamente. Además, es inmediato relacionarlos con conceptos familiares como ganancia, pérdidas y coeficiente de reflexión y también es sencillo concatenar los parámetros de varios componentes en cascada para obtener la respuesta conjunta. En una red de n puertos como la de la Figura 2.9 se definen en cada puerto:

- Ondas de potencia de pico entrantes (a_i) y salientes (b_i)

- Valor de pico de las ondas de voltaje (v_i) e intensidad (i_i)
- Plano de referencia (t_i)
- Impedancia de referencia (Z_{0i})

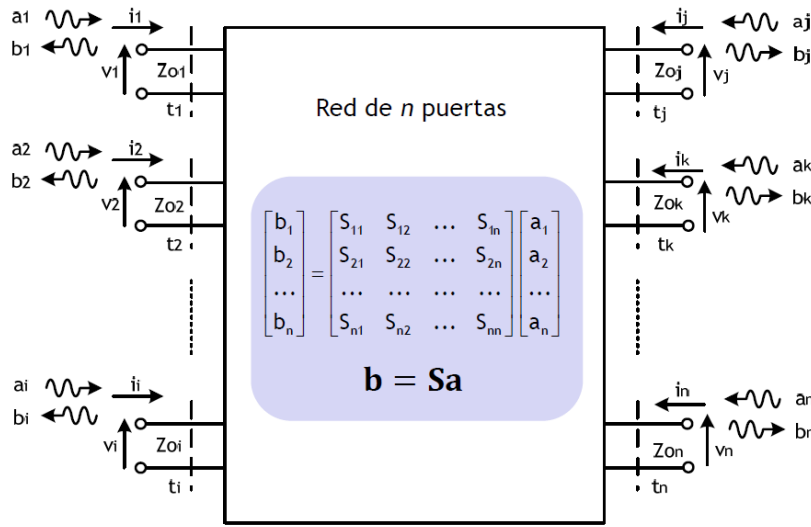


Figura 2.9: Definición de los parámetros S en una red de n puertos [8]

Las ondas de potencia se definen como sigue:

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i}i_i}{\sqrt{8\text{Re}\{Z_{0i}\}}} \quad (2.2)$$

$$b_i = \frac{v_i - Z_{0i}^*i_i}{\sqrt{8\text{Re}\{Z_{0i}\}}} \quad (2.3)$$

A partir de aquí, se definen los parámetros S entre dos puertos como el cociente entre las ondas de potencia reflejada e incidente en dicho puerto cuando el resto de ondas entrantes al circuito son nulas:

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{\substack{a_k=0 \\ k \neq i}} \quad (2.4)$$

Para conseguir esto último, es necesario cargar dichas puertas con una carga del valor de la impedancia de referencia; normalmente esa Z_{0i} se escoge como la impedancia característica de la línea de transmisión i , que en las ondas de potencia no generalizadas se limita a valores reales. En esta configuración y poniendo un generador en la puerta i , en todas las puertas $k \neq i$ habrá onda de potencia saliente al circuito, pero no entrante. Un resultado importante que se desprende de esto es que el parámetro S_{ii} corresponde con el coeficiente de reflexión en la entrada de la puerta i (cuando el resto de puertos están cargados con sus respectivas impedancias de referencia). Adicionalmente, los parámetros S dependen de las ondas de voltaje e intensidad, que dependen de la frecuencia, por tanto, también presentarán esta dependencia.

Estableciendo la relación entre las ondas de potencia de todas las puertas en forma matricial tenemos que:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \rightarrow [b] = [S][a] \quad (2.5)$$

O, equivalentemente:

$$\begin{aligned} b_1 &= a_1 S_{11} + a_2 S_{12} + a_n S_{1n} \\ b_2 &= a_1 S_{21} + a_2 S_{22} + a_n S_{2n} \\ &\vdots \\ b_n &= a_1 S_{n1} + a_2 S_{n2} + a_n S_{nn} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Finalmente, la fracción de potencia entregada en cada puerta se computa como:

$$|S_{ii}|^2 = \frac{P_{\text{reflejada en la puerta } i}}{P_{\text{disponible en el generador en la puerta } i}} \quad (2.7)$$

$$|S_{ji}|^2 = \frac{P_{\text{entregada a la carga en la puerta } j}}{P_{\text{disponible en el generador en la puerta } i}} \quad (2.8)$$

2.4.2 Propiedades de la matriz S

Una vez se tiene la matriz S, sus propiedades se corresponden con las del circuito que representa; así, a partir ella se pueden inferir propiedades tales como adaptación, reciprocidad, simetría y pérdidas del mismo.

2.4.2.1 Adaptación

Como se puede ver en [6], un puerto de una red de microondas está adaptado cuando la impedancia de entrada del mismo coincide con el conjugado de la impedancia de la carga o generador conectada a ella. Debido a que el caso común es que las impedancias características, de referencia (real) y de la carga/generador conectada al puerto coincidan, existirá adaptación si el coeficiente de reflexión es nulo, esto es, si:

$$S_{ii} = 0 \quad (2.9)$$

Por lo tanto, una matriz de parámetros S con todos sus puertos adaptados presentará una diagonal de valor 0.

2.4.2.2 Reciprocidad

Una red es recíproca si se cumple la siguiente igualdad:

$$S_{ji} = S_{ij} \quad \forall i \neq j \quad (2.10)$$

O equivalentemente:

$$[S] = [S]^T \quad (2.11)$$

El concepto de reciprocidad conlleva que la relación entre dos puertos se mantiene al excitar el circuito desde cualquiera de ellos. Si una red está formada por una combinación de elementos como bobinas, condensadores, resistencias y líneas de transmisión (con o sin pérdidas) será recíproca. El que una red sea recíproca reduce de manera drástica los parámetros S necesarios para caracterizarla.

2.4.2.3 Simetría

El que una red o circuito presente físicamente uno o dos planos de simetría tiene su repercusión en la matriz S, reduciendo de manera sensible el número de parámetros necesarios para definirla, de forma similar al caso de la reciprocidad. Además, es posible simplificar un circuito simétrico a la hora de analizarlo, debido a que se vuelve indistinguible a ambos lados de los planos de simetría. Esto permite por tanto resolver el circuito mediante el teorema de bisección de Bartlett, lo cual resulta altamente ventajoso [8]. A continuación, se muestran varios ejemplos genéricos de circuitos simétricos y su repercusión en los parámetros S:

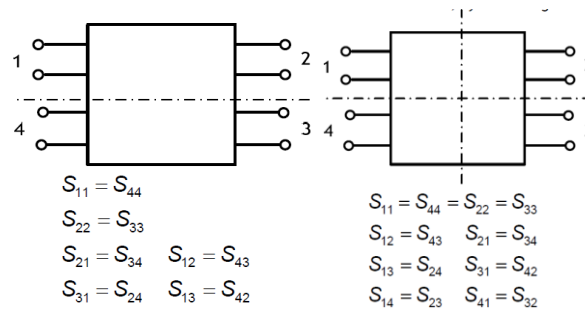


Figura 2.10: Diversos esquemas de simetría en una red y su traslación a parámetros S [8]

2.4.2.4 Redes pasivas y pérdidas

Una red pasiva y sin pérdidas por definición es aquella que no contiene elementos activos, como amplificadores o filtros activos, ni tampoco elementos disipativos (como resistencias). Por lo tanto, por conservación de la energía, toda la potencia introducida en una red deberá ser igual a la potencia saliente de la misma; dicho de otro modo, no se disipa potencia en la red y la introducida a través de una puerta se reparte entre la reflejada en dicha puerta y saliente del resto. Esto es, en la matriz S:

$$\sum_j |S_{ji}|^2 = 1 \quad (2.12)$$

$$|S_{ji}|^2 \leq 1 \quad (2.13)$$

Por el contrario, una red presenta pérdidas si contiene elementos resistivos en los que se disipe potencia. En este caso, la potencia introducida en una red pasiva y con pérdidas ya no será igual a la saliente:

$$\sum_j |S_{ji}|^2 < 1 \quad (2.14)$$

2.5 Acopladores

2.5.1 Conceptos generales

Los acopladores son componentes pasivos cuya utilidad reside en combinar o dividir la potencia que se les entrega, proporcionando además entre sus puertos un cociente de división/combinación de potencia y desfase deseados. El que un acoplador se comporte como divisor o combinador dependerá de en qué puerto o puertos se le excite, como en la siguiente figura:

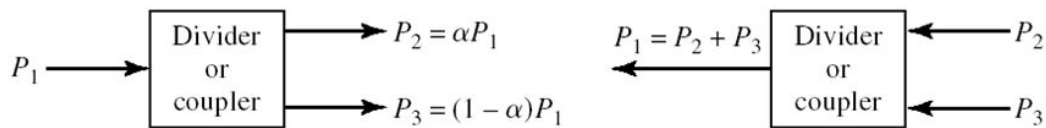


Figura 2.11: Componente funcionando como divisor o combinador [6]

Existen acopladores de tres y cuatro puertos y pueden además contener elementos resistivos. Los de tres puertos suelen usarse como divisores de potencia (generalmente de 3 dB, como el *Wilkinson*), mientras que los de cuatro puertos funcionan en general como combinadores y extractores de muestras de señal. Estos dispositivos se prestan además a ser fabricados en diversas tecnologías, ya sea *microstrip* o guía de onda, lo que les confiere una gran versatilidad.

Con respecto a las aplicaciones, son comunes las siguientes:

- Distribución de una señal con una fracción de la potencia entrante para repartirla entre varios elementos (por ejemplo, para distribuir la señal que debe alimentar a un array de antenas justo antes de desfazarla/amplificarla para conseguir el diagrama de radiación deseado)
- Combinación de señales para conseguir los diagramas suma (Σ) y diferencia (Δ) en un sistema radar monopulso (objeto de este TFM)
- Muestrear la potencia y la frecuencia de una señal para evaluar su estado en varios puntos de una cadena de RF

Una diferencia fundamental entre los acopladores (y componentes en general) de tres y cuatro puertos es el número de propiedades simultáneas que puede presentar en términos de parámetros S. Mientras que teóricamente los de cuatro puertos pueden ser recíprocos, sin pérdidas y adaptados en todas sus puertos, los de tres deben necesariamente no cumplir una de esas condiciones [6].

Idealmente, los acopladores de cuatro puertas que cumplan las tres propiedades mencionadas presentarán a una cierta frecuencia una matriz S correspondiente a uno de los siguientes modelos:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Siendo α^2 y β^2 las fracciones de potencia transmitida a cada puerta, satisfaciendo por tanto la siguiente relación al tratarse de un elemento pasivo y sin pérdidas:

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (2.17)$$

En esencia, la potencia suministrada a la puerta uno (primera columna de la matriz S) será repartida entre las puertas dos y tres, mientras que ninguna será transmitida a la puerta restante. La fracción de potencia entregada a la puerta dos vendrá determinada por los valores de α y β . Las puertas dos y tres se llaman *Through* (donde se disipará la mayor parte de la potencia) y *Coupled* (donde se entregará una fracción de la potencia menor o igual que en la otra puerta). La puerta cuatro recibe el nombre de aislada (*Isolated*).

En cuanto a las fases, se observa que en función de la puerta por la que se alimente el componente, las señales *Through* y *Coupled* típicamente estarán en fase, cuadratura o contrafase. Un dibujo esquemático de acoplador de cuatro puertas se muestra en la Figura 2.12.

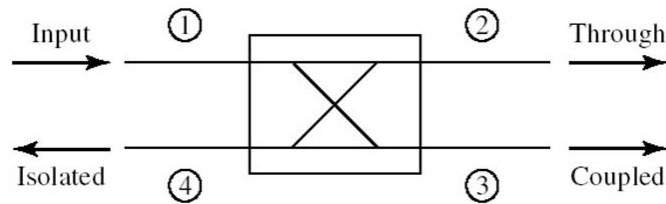


Figura 2.12: Esquema de acoplador de cuatro puertas [6]

2.5.2 Parámetros de un acoplador

A la hora de caracterizar un acoplador no se suele dar los valores de los parámetros S de forma cruda, si no que se utilizan otras cantidades derivadas de ellos. Dichas magnitudes son:

Factor de Acoplo (*Coupling*): Indica la fracción de potencia de entrada acoplada a la puerta *Coupled*. Se expresa como:

$$C = 10 \log_{10} \frac{P_1^+}{P_3^-} = -20 \log_{10} \beta \text{ dB} \quad (2.18)$$

Directividad (*Directivity*): Indica la capacidad de acoplador de aislar la puerta *Isolated* de la *Coupled*:

$$D = 10 \log_{10} \frac{P_3^-}{P_4^-} = 20 \log_{10} \frac{\beta}{|S_{41}|} \text{ dB} \quad (2.19)$$

Aislamiento (*Isolation*): Mide la capacidad del acoplador de aislar la puerta *Isolated* de la entrada:

$$I = 10 \log_{10} \frac{P_1^+}{P_4^-} = -20 \log_{10} |S_{41}| \text{ dB} \quad (2.20)$$

Estas cantidades están relacionadas mediante la siguiente expresión:

$$I = D + C \text{ dB} \quad (2.21)$$

Por tanto, el acoplador ideal poseería directividad y aislamiento infinitos ($S_{14} = 0$) y a partir del factor de acoplo C finalmente se determinarían α y β .

Mainline Loss: Mide las pérdidas entre los puertos *Through* e *Input*.

$$ML = 10 \log_{10} \frac{P_1^+}{P_2^-} = -20 \log_{10} |S_{21}| \text{ dB} \quad (2.22)$$

Coupled Loss: Mide las pérdidas entre los puertos *Coupled* e *Input*.

$$CL = 10 \log_{10} \frac{P_1^+}{P_1^+ - P_3^-} = -10 \log_{10} (1 - |\beta|^2) \text{ dB} \quad (2.23)$$

Ambas se relacionan mediante las pérdidas de inserción (*Insertion Loss*):

$$IL = ML - CL \text{ dB} \quad (2.24)$$

Se da un caso interesante cuando el factor de acoplo es $C = 3 \text{ dB}$, lo que implica un igual reparto de potencia entre las puertas *Through* y *Coupled* ($\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$). En este caso se abren dos categorías dependiendo de la relación entre las fases relativas entre las señales de las puertas mencionadas:

- *Phase (Coupled) = Phase (Through) + 90°*: Cuando la diferencia de fase entre las puertas *Through* y *Coupled* es de 90° se dice que es un *híbrido en cuadratura*; sus características se detallan en la sección (2.5.3)
- *Phase (Coupled) = Phase (Through) + 180°*: Este tipo de acopladores se llaman *Híbridos de 180°*. Su matriz S es un caso particular de (2.16) y se explica en la sección (2.5.4).

2.5.3 Acoplador Branch-Line

Los híbridos en cuadratura a 3 dB suelen fabricarse en tecnología *microstrip* o *stripline*, y se le conoce como un *Branch-Line*. El diseño típico presenta un acoplo de -3 dB y un desfase de 90° entre las puertas *Through* y *Coupled*. A continuación se muestra una vista esquemática en *microstrip* y su matriz S ideal a la frecuencia de diseño.

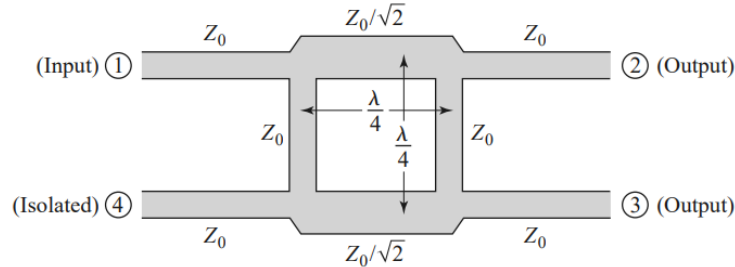


Figura 2.13: Geometría de un acoplador *Branch-Line* implementado en *microstrip* [6]

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

2.5.4 Acoplador Híbrido de 180°

Los híbridos de 180° a -3 dB tiene multitud de aplicaciones y pueden fabricarse tanto en tecnología planar (*microstrip* o *stripline*) como en guía de onda. La matriz S ideal a una frecuencia se corresponde con:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

La característica principal de estos dispositivos reside en que inyectando una señal por la puerta 1, en las puertas 2 y 3 se obtiene la misma señal atenuada y en fase, mientras que haciendo lo propio por la puerta 4, en dichos puertos se obtienen dos réplicas atenuadas y desfasadas 180° entre sí. Por lo tanto, a la frecuencia de diseño, introduciendo dos señales en los puertos 1 y 4 se obtendrá la suma de ambas en la puerta 3 y su diferencia en la 2; de ahí que dichas puertas se llamen *Suma* (Σ) y *Diferencia* (Δ). En (2.26) se aprecia que el comportamiento es análogo inyectando las señales por las puertas 2 y 3, ya que en ese caso la puerta 1 corresponderá con el canal Σ y la 4 con el Δ . Una implementación en *microstrip* se ve en la siguiente figura.

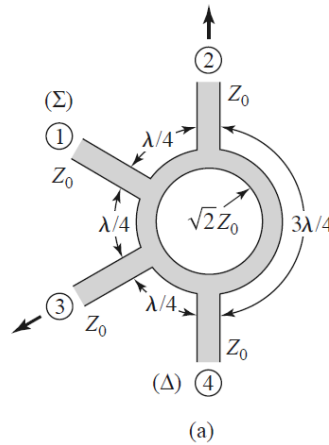


Figura 2.14: Acoplador híbrido de 180° implementado en *microstrip* [6]

2.5.5 Acoplador de tipo Riblet

El acoplador de tipo *Riblet* ([6],[13],[14],[15]), también llamado *Short-Slot*, se implementa fácilmente en guía de onda y, a diferencia de otros acopladores en esta tecnología que realizan el acoplo mediante agujeros, el *Riblet* acopla las señales en una amplia sección central en la que no existe separación entre los distintos puertos. En dicha región además se suele estrechar el componente en una dimensión para regular el reparto de potencia y desfase deseados. Es importante señalar que la implementación en *Riblet* permite conseguir distintos acoplos y desfases entre las puertas *Through* y *Coupled*, es decir, se puede usar para implementar acopladores *Híbridos* y *Branch-Line*. La Figura 2.15 representa de forma esquemática esta topología en plano H.

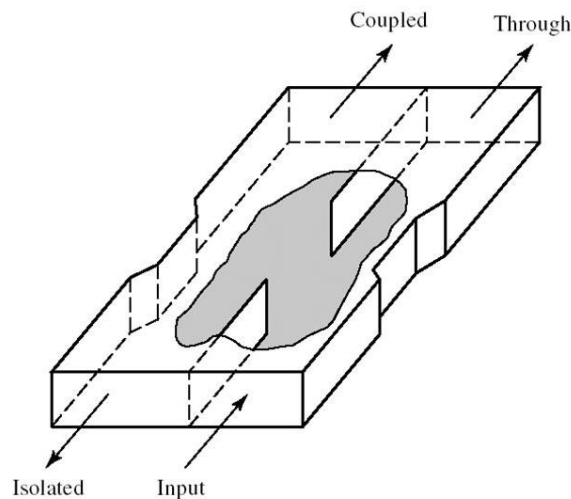


Figura 2.15: Esquema genérico de un acoplador *Riblet* en plano H [6], [13]

Para regular la fase una técnica útil es modificar la forma de la sección central del acoplador. Para ello, se puede dividir a su vez en subsecciones de distintas dimensiones que, al desplazarse transversalmente, modifiquen la fase de las señales transmitidas (esto también modifica el reparto de potencia, por lo que la transformación no es trivial). Esta

alteración, que no se encuentra recogida en la literatura técnica, queda reflejada en la Figura 2.16.

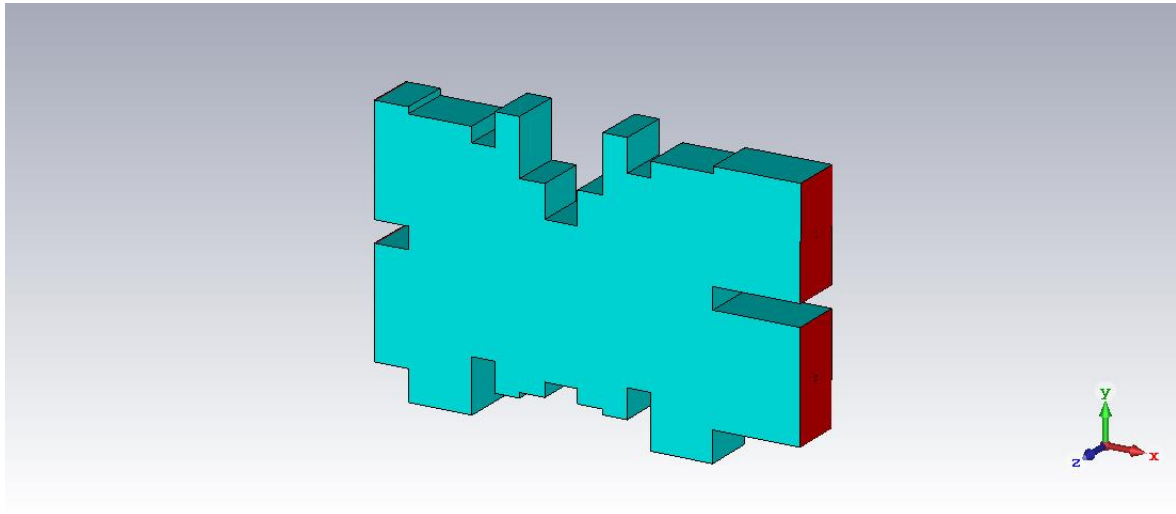


Figura 2.16: Acoplador Riblet en plano H con desfases en la región interior

Debido a la idiosincrasia de este componente respecto a la sección de acoplo, es inabordable realizar un estudio teórico analítico del mismo para sintetizar su geometría a partir de unos requerimientos (como sí es posible hacer por ejemplo en los *Bethe-Hole* [6]), por lo que para caracterizarlo se aplican tanto métodos cuasi analíticos como numéricos, complicando su diseño con respecto a otros modelos en los que se puede partir de una buena base teórica.

Las principales propiedades que ofrece residen en el gran ancho de banda que presenta y en que se presta bien a la miniaturización para operar en alta frecuencia, ya que no se necesitan elementos que dificulten su construcción (como agujeros de un tamaño y separación concretos) ([6],[13],[14],[15]).

2.6 El problema de la optimización

2.6.1 Introducción

En muchas áreas de la ciencia e ingeniería pueden darse problemas en los que el resultado dependa de dos o más variables. Definiendo una función matemática que relacione el resultado final con las variables de entrada, en general habrá una combinación de dichos valores que arrojará el máximo o mínimo global de la función, que, si se ha formulado bien el problema, corresponderá con el mejor resultado para el mismo.

En este contexto, existe una rama de las matemáticas aplicadas conocida como *Optimización* que estudia las técnicas que buscan obtener la solución óptima de este tipo de problemas, partiendo de una peor solución inicial. En dicho ámbito, la relación entre la entrada y la salida de un sistema se llama función de coste, y es una medida directa de lo óptima que es una solución; por regla general presentará varios máximos y mínimos locales.

Tradicionalmente la función de coste asigna un número real mayor que 0 a cada entrada posible, por lo que el problema se reduce a encontrar el mínimo global de dicha función. Una práctica común consiste en vincular la función de coste al error con respecto al resultado deseado conforme a cierta métrica, por lo que una entrada que obtenga un error nulo se considerará apta.

Sin embargo, con frecuencia nos encontramos con que en muchos casos la solución a un problema puede no venir dada de forma analítica, es decir, puede no existir una expresión matemática que relacione directamente la entrada de un sistema con su salida. Otra opción es que la relación teórica entre la salida y entrada de una función de este tipo sea sumamente compleja y por tanto inabordable. En estas situaciones suele ser habitual el recurrir a métodos numéricos para realizar el análisis del problema, como el Método de Elementos Finitos (FEM, por sus siglas en inglés), muy utilizado para resolver ecuaciones en derivadas parciales aplicadas a problemas físicos en estructuras complejas en tres dimensiones, entre otras cosas. Estos métodos utilizan aproximaciones numéricas en vez de operar simbólicamente con expresiones.

Es importante recalcar que este tipo de métodos proporciona la solución numérica para una entrada concreta, pero en general no es posible o extremadamente complicado calcular cómo variará la solución ante una alteración, aunque sea ligera, de la entrada. Por lo tanto, los problemas modelados de esta forma presentan un enfoque de *caja negra* en la que para alcanzar el mínimo de la función de coste se sigue un proceso de *prueba y error* que acaba convergiendo a la solución óptima. En estos casos también es posible definir un gradiente en un punto de la función de coste para decidir hacia dónde desplazarse en busca del mínimo, aunque se corre el riesgo de converger a uno local y el coste computacional es elevado.

Si además tenemos en cuenta que la función de coste puede tener N variables de entrada, nos encontramos con un problema consistente en minimizar una función de N dimensiones, lo cual aumenta considerablemente la dificultad de la tarea por cada variable añadida.

Teniendo esto en cuenta, y suponiendo que se tenga una función de coste de la que se desconozca su expresión analítica, se tendrá que partir de un punto inicial hasta descubrir el mínimo global de la función. Los algoritmos que realizan esta tarea se llaman algoritmos de optimización, y su propósito es encontrar el mínimo de la función de coste. Para ello, iterativamente calculan la función de coste para una o varias entradas, y, tras una cierta evaluación que dependerá del algoritmo, obtienen otra entrada o entradas de la función de coste que proporcionan una mejor solución. Repitiendo esto iterativamente el algoritmo es capaz de converger al mínimo global [9].

La siguiente figura muestra un diagrama que resume la operativa de un algoritmo genérico de optimización.

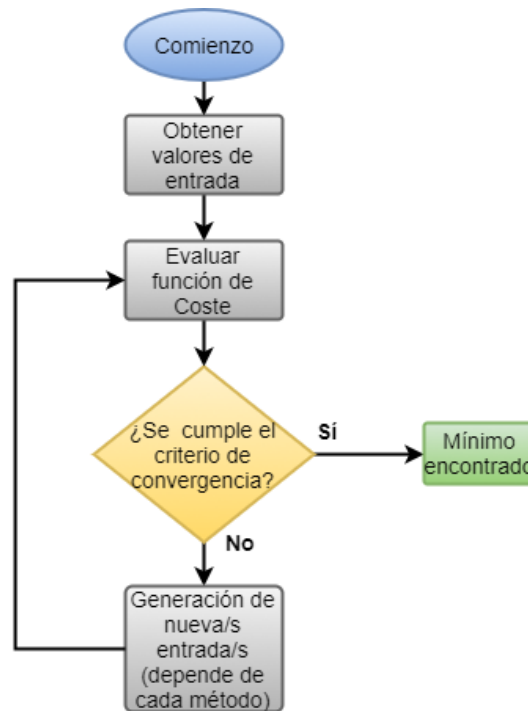


Figura 2.17: Diagrama de flujo de un algoritmo genérico de optimización

Por último, también es posible aplicar restricciones a los valores de las variables de entrada (por ejemplo, estableciendo $0 < x < 0.8$, $0 < y < 0.5$), lo que puede desembocar en que, bajo dichas restricciones, no sea posible alcanzar el mínimo global de la función. Aun así, en este caso es posible llegar a un mínimo local, que sería la mejor solución en esa situación. En los problemas de optimización del mundo real estas restricciones suelen ser inevitables ya que las variables representan magnitudes físicas sujetas a limitaciones de diseño (por ejemplo, las dimensiones máximas y mínimas de un circuito o componente implementado en guía de onda).

2.6.2 Algoritmos de búsqueda y optimización: Algoritmos Genéticos

Dentro de los algoritmos globales de optimización nos encontramos con una familia de heurísticos conocida como algoritmos genéticos. Este tipo de algoritmos fueron concebidos principalmente por el profesor John Holland y su alumno David Goldberg durante la década de los 70 y desde entonces han sido popularizados y aplicados en una amplia variedad de problemas.

Los algoritmos genéticos son métodos adaptativos usados para resolver problemas de búsqueda y optimización que se inspiran en los procesos de selección natural que toman lugar a la hora de moldear las características de las sucesivas generaciones de seres vivos.

La idea básica que subyace consiste en, a partir de unos progenitores, crear una serie de descendientes (soluciones al problema) mezclando genes (características) de ambos para después, mediante un método concreto de selección (función de coste/fitness), descartar a los hijos menos aptos y continuar la descendencia a partir del resto de hijos, que están mejor adaptados al problema en cuestión. Mediante este procedimiento se garantiza que

las sucesivas generaciones evolucionen y estén mejor adaptadas al entorno, lo que en general implica una buena convergencia en problemas genéricos en los que el punto de partida no está cerca del comportamiento óptimo (mínimo global de la función de coste/fitness) y existen multitud de mínimos locales que son deseables evitar [9].

De forma resumida, la operativa de estos algoritmos se puede resumir en los siguientes pasos:

1. Crear una primera generación de soluciones (padres). Si no se tiene punto de partida, sus características se escogen de forma aleatoria; en caso contrario se parte de la primera generación proporcionada.
2. Aplicar la función de coste a todas las soluciones y ordenarlas de mejor a peor resultado.
3. Seleccionar aleatoriamente una cantidad adecuada de las soluciones. Dicha selección estará claramente influenciada por el resultado del anterior paso dando preferencia a las mejores muestras, aunque algunas de las menos aptas también pueden ser seleccionadas. Es decir, cuanto mejor resultado, más probabilidad de ser seleccionado; de ahí el elemento de aleatoriedad.
4. Cruzar a los padres seleccionados para crear la nueva generación de hijos. Para ello, los hijos pueden:
 - a. Recibir características directamente trasplantadas de cada padre en una proporción aleatoria.
 - b. Ser idénticos a un padre. Es otra forma de preservar los genes más fuertes. La probabilidad de que esto ocurra es un parámetro del algoritmo.

El número de elementos en cada generación es una variable clave del problema. Es conveniente generar una población lo suficientemente grande para que el algoritmo sea efectivo (es decir, tenga una alta diversidad genética); de lo contrario se corre el riesgo de que las soluciones obtenidas sean pobres y se acabe convergiendo a un mínimo local de forma prematura al explorar el espacio de soluciones de la función de coste de forma más limitada.

5. Aplicar mutaciones a las características de los hijos. Es conveniente hacer esto con una probabilidad baja (~5%). El efecto de la mutación dependerá del tipo de problema bajo estudio, pero en general consistirá en variar de forma aleatoria alguna característica para incluir cierta variedad. Las mutaciones ayudan a explorar más el espacio de soluciones del problema, pudiendo ayudar a que el algoritmo abandone un mínimo local al que esté convergiendo con poblaciones limitadas. Sin embargo, para generaciones con mucha población, una alta probabilidad de mutación se comporta como ruido estocástico, perjudicando el rendimiento del algoritmo retardando la convergencia.
6. Con la nueva generación creada, repetir los pasos 2-6. Con el paso del tiempo, el algoritmo generará cada vez mejores soluciones hasta que se cumpla el criterio de convergencia establecido y termine.

La Figura 2.18 muestra el diagrama de flujo básico de estos algoritmos.

Obviamente, existen toda una gama de técnicas referidas a la selección, cruce y mutaciones; el detalle de estas se escapa del alcance y necesidades de este trabajo y están bien documentadas en la literatura del campo. Una buena lectura para empezar es [9]

De entre las características más importantes de estos algoritmos destacan las siguientes:

- No requieren del uso de derivadas (matriz *Hessiana*) de la función de coste para funcionar.
- Realizan la búsqueda en el espacio de la función de coste en una gran área.
- Son compatibles con un gran número de parámetros de entrada, por lo que son ideales para resolver problemas multidimensionales.
- Además, son adecuados para ejecutarlos sobre computación en paralelo.

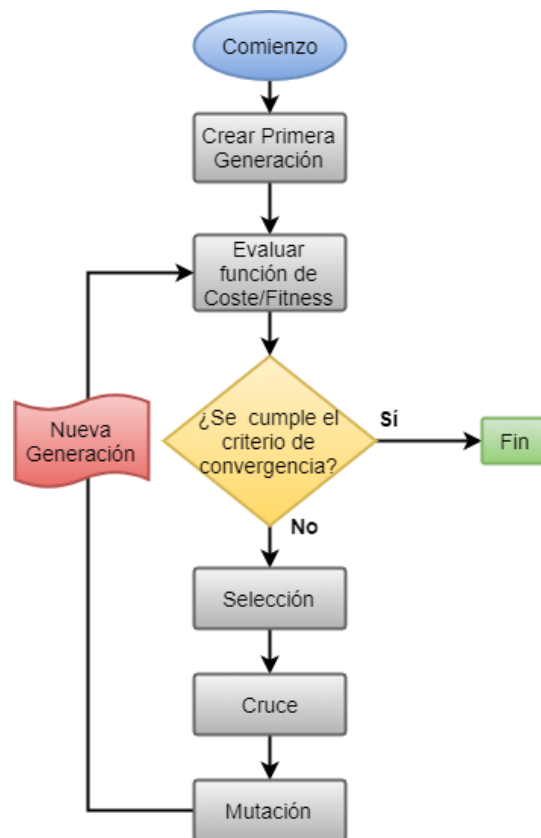


Figura 2.18: Diagrama de flujo de un algoritmo genético

Sin embargo, al tratarse de un método heurístico ocurre que, pese a la robustez exhibida, la convergencia al mínimo global exacto no está garantizada, aunque empíricamente se observa que suelen llevar a una solución cercana a éste en un tiempo tolerable, reduciendo la complejidad del problema sensiblemente respecto a otros métodos. Según qué problema se tenga entre manos, es recomendable aplicar un algoritmo de búsqueda local al resultado final arrojado por el algoritmo genético para refinar aún más la solución y acercarla todavía más al mínimo en cuestión.

Estos algoritmos tienen multitud de aplicaciones en campos dispares, tales como ciencias de la computación, ciencias de la Tierra, economía, ciencias sociales y por supuesto ingeniería. En particular, por las características descritas anteriormente, este tipo de algoritmos son válidos para realizar diseños de circuitos de microondas.

3 Diseño de la red combinadora en plano E

3.1 Características de la red combinadora

En esta sección se tratará de resumir las características de la red monopulso y de su efecto en los elementos que la componen, principalmente los acopladores híbridos.

Debido a que la red comparadora debe operar en banda W (en particular entre 93 y 95 GHz) se diseñará en guía de onda rectangular, principalmente WR10 ($2.54\text{ mm} \times 1.27\text{ mm}$) por las prestaciones que ofrece esta tecnología, comentadas en la sección 2.3.1. Esta combinación de dimensiones y frecuencia de operación implica que en los tramos de la red con esas dimensiones únicamente se propagará el modo fundamental TE_{10} . Para los acopladores utilizados en la red se seguirá una implementación de Riblet ([13],[14],[15]) por las características que este diseño proporciona (ancho de banda y miniaturización principalmente). Además, la red debe estar implementada en plano E (es decir, para estas dimensiones de guía de onda las discontinuidades deben ser en la dirección del vector campo eléctrico del modo fundamental, tal y como se vio en la sección 2.3.2).

En términos de puertos, la red constará de cuatro interiores transversales al plano que la contiene (a los que se conectarán las antenas) y cuatro exteriores contenidos en dicho plano (correspondientes a los canales Σ , Δ_{El} , Δ_{Az} y Δ_{Diag}). Debido a esto, la interconexión final entre la red y las antenas de bocina se realizará necesariamente mediante guías en plano H para conseguir la orientación perseguida (saliente al plano mencionado). Los puertos exteriores deben ser del tamaño estándar WR10, mientras que en los interiores esto no es necesario, pues los puertos de entrada de las antenas de bocina de la red no tendrán esas dimensiones; sin embargo, esto se obviará por simplicidad y todos los puertos de la red tendrán el mismo tamaño. Un esquema de la red se muestra en la Figura 3.1

El diagrama diferencia diagonal es un subproducto necesario de la técnica monopulso y en la práctica no resulta útil para la mayoría de aplicaciones, por lo que en dicho puerto se conecta una carga adaptada en la que se disipará la potencia transmitida [4].

El punto de partida son las cuatro puertas de antenas de bocina idénticas (A, B, C y D, que se pueden interpretar también como cuatro entradas de una misma antena de bocina que usa estas diferentes señales) que conformarán diagramas de radiación como los vistos en la Figura 2.5; todas ellas deben tener la misma orientación física y estar agrupadas. El objetivo es pues conseguir los diagramas de campo entre la Figura 3.2 y la Figura 3.4 en la entrada de las bocinas (puertos interiores) excitando la red por cada uno de los puertos exteriores. Conseguido esto, por reciprocidad de la red se garantiza que cuando las bocinas capten una señal se obtenga en los puertos exteriores las relaciones buscadas entre ellas. En las figuras mencionadas se muestra cómo debe ser el campo a la entrada de las bocinas B, C y D comparado con el de A cuando se excita la red por los puertos Σ , Δ_{El} y Δ_{Az} para la correcta extracción de las señales homónimas.

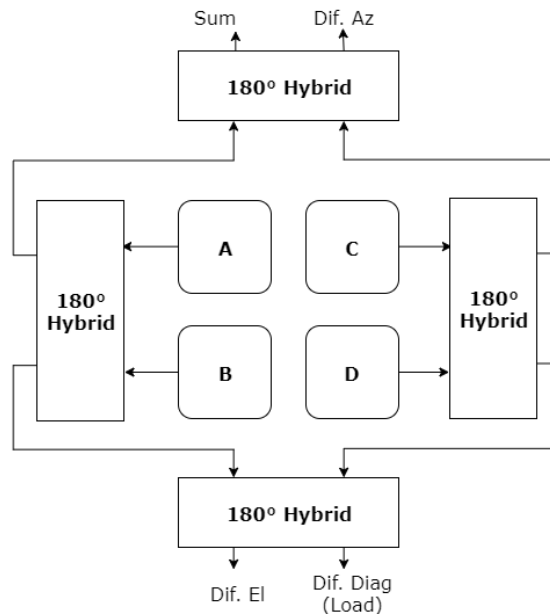


Figura 3.1: Esquema de la red combinadora en plano E

En otras palabras, la información visual de dichas Figuras (orientación del campo eléctrico) se corresponde con el desfase relativo de cada bocina con respecto a la de referencia, que por comodidad es la A (aunque podría ser cualquier otra). Idealmente dicho desfase relativo tendrá para cada bocina un valor de 0° o 180° , que es lo mismo que decir que cuando el campo eléctrico en el puerto A tenga una determinada dirección, el campo en el resto de puertos tendrá esa dirección o la contraria, respectivamente según el caso, pero nunca un valor intermedio. Este es el caso mostrado.

Nótese que al tratarse de desfases relativos entre el campo en los puertos el funcionamiento de la red es válido independientemente del valor puntual que pueda tener el campo en la bocina de referencia; en este ejemplo se ha puesto de relieve el comportamiento de la red cuando a la entrada de la bocina A se da el máximo, pero cuando se dé por ejemplo un mínimo, el desfase relativo en el resto de bocinas haría que se invirtiera la orientación del campo mostrado en las Figuras, manteniendo el desfase relativo en todo momento.

Teniendo esto en cuenta, y sabiendo que la red en plano E debe tener la geometría descrita en la Figura 3.1 vista de frente, se deduce que todos los acopladores han de ser híbridos de 180° con un reparto de potencia de 3 dB idénticos entre sí, ya que de esta forma no se requiere de desfasadores ni atenuadores adicionales en la red para realizar las sumas y restas. Por lo tanto, es de vital importancia que los acopladores a insertar en la red ofrezcan la mejor respuesta posible, pues al concatenarlos las deficiencias en el comportamiento se verán potenciadas y no hay elementos auxiliares que afinen las prestaciones de la red.

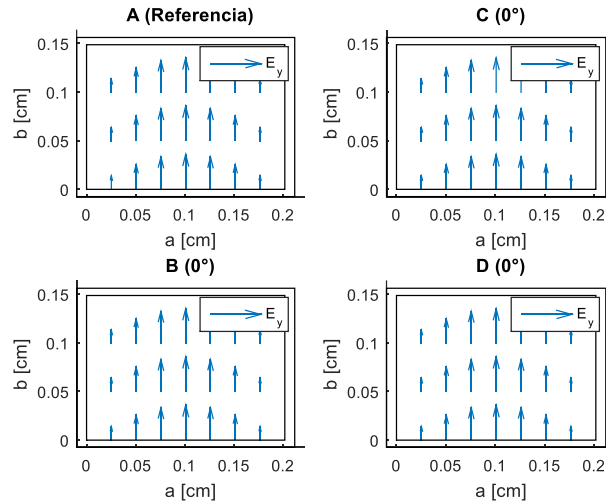


Figura 3.2: Desfase relativo necesario a la entrada de las bocinas para el diagrama suma

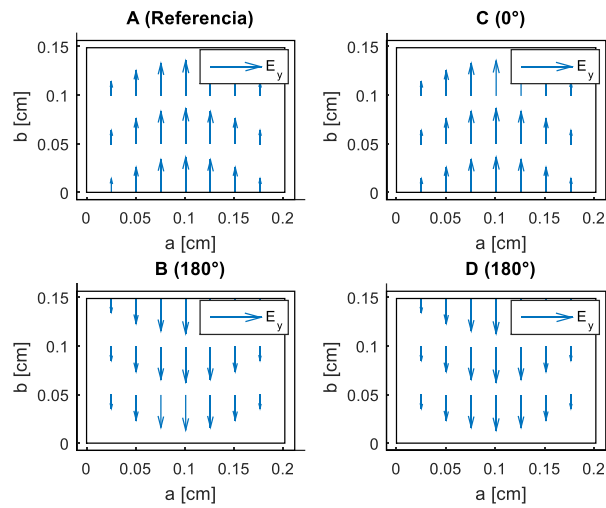


Figura 3.3 Desfase relativo necesario a la entrada de las bocinas para el diagrama diferencia elevación

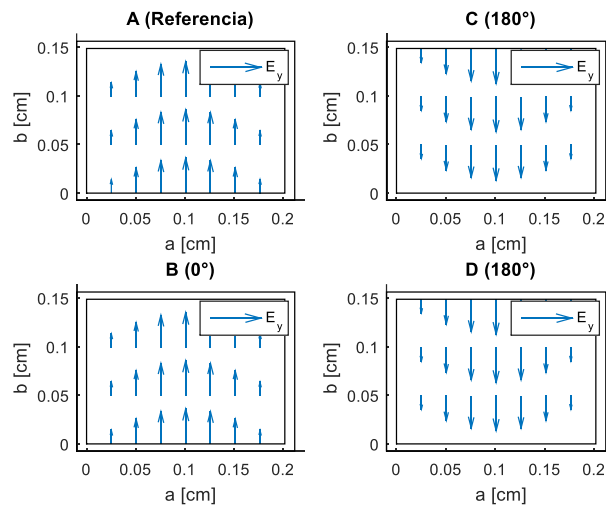


Figura 3.4 Desfase relativo necesario a la entrada de las bocinas para el diagrama diferencia acimut

Entrando más en detalle, la siguiente Figura 3.5 se muestra la red con detalles de los elementos fundamentales que la componen. Dichos elementos son:

- Acopladores *Riblet* híbridos de 180° y factor de acoplo de 3 dB
- Codos de 90° en guía de onda en plano E
- Codos de 90° en guía de onda en plano H
- Tramos rectos de guía de onda

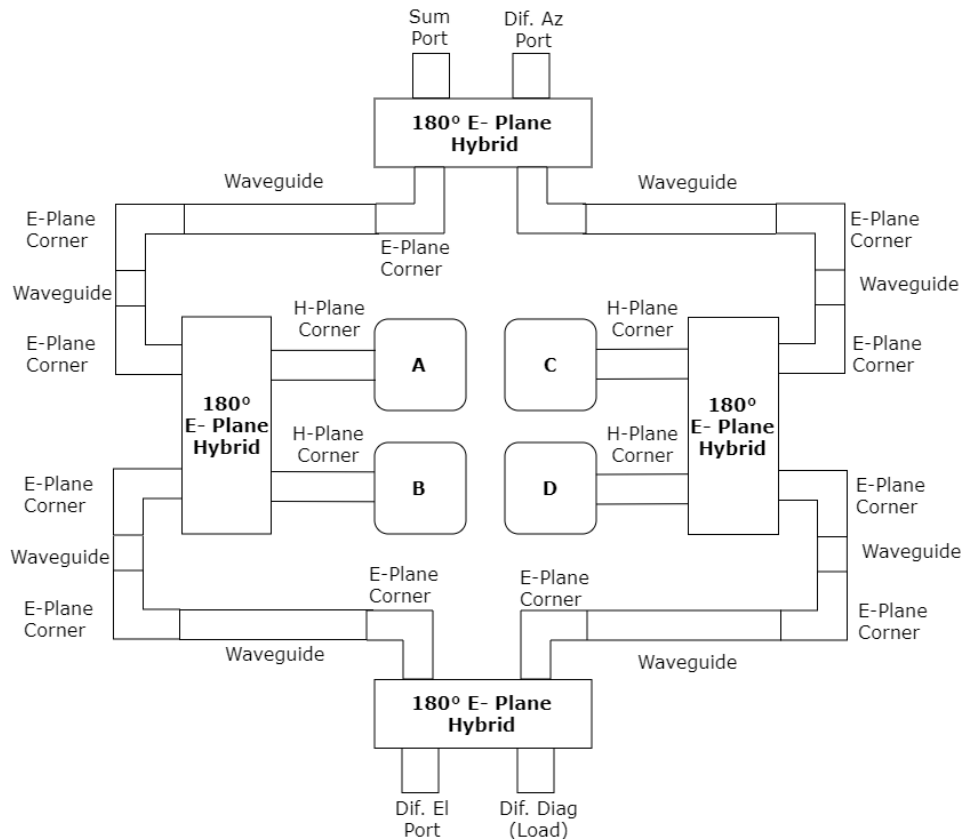


Figura 3.5: Esquema detallado de los elementos de la red

En cuanto al desfase relativo entre las puertas *Through* y *Coupled* que debe ofrecer el acoplador híbrido, es necesario considerar la orientación del campo necesaria en los puertos interiores (mostrada desde la Figura 3.2 hasta la Figura 3.4) y además de tener en cuenta la localización de los puertos exteriores, ya que esto marcará el tipo de conexión entre los acopladores de la red. En la Figura 3.6 se muestra el ejemplo del campo requerido en los puertos interiores al excitar desde el puerto exterior correspondiente a los distintos diagramas y su repercusión en desfase relativo de los puertos de los acopladores que intervienen. Es decir, partiendo del campo en los puertos interiores se va deduciendo el desfase que deben presentar los acopladores hasta llegar a cada puerto exterior. También se especifica la numeración de los puertos del acoplador.

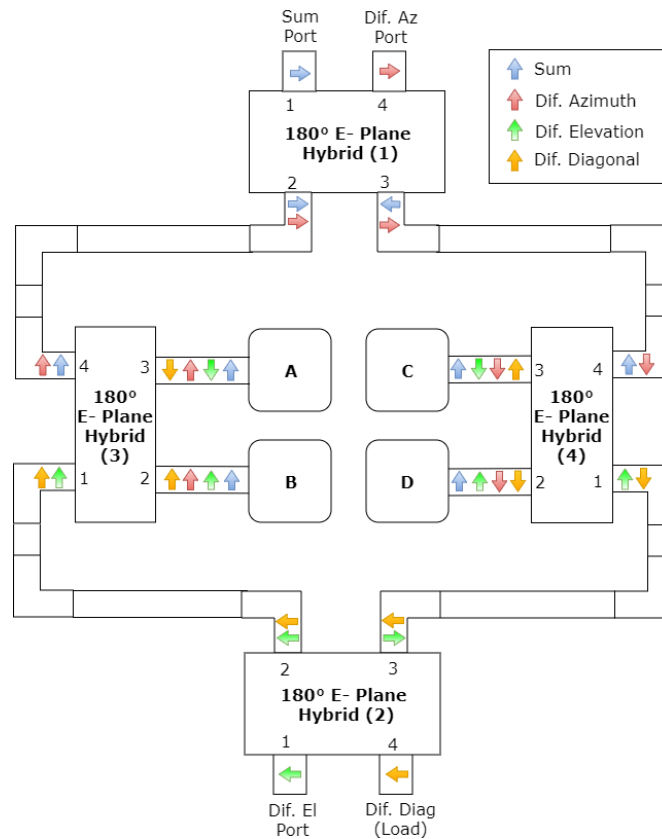


Figura 3.6: Desfases relativos en la red necesarios para conseguir los diversos diagramas

De esta forma ya es posible deducir la función de cada una de las cuatro puertas del acoplador de la red: los puertos 1 y 4 estarán geoméricamente enfrente del 2 y 3 respectivamente, por lo que la nomenclatura será la reflejada en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Nomenclatura de las puertas del acoplador en plano E

Puerta		Nombre		
1	<i>Input</i>	<i>Through</i>	<i>Coupled</i>	<i>Isolated</i>
2	<i>Through</i>	<i>Input</i>	<i>Isolated</i>	<i>Through</i>
3	<i>Coupled</i>	<i>Isolated</i>	<i>Input</i>	<i>Through</i>
4	<i>Isolated</i>	<i>Coupled</i>	<i>Through</i>	<i>Input</i>

Debido a que el reparto de potencia es idealmente equitativo, para definir la función de las puertas *Through* y *Coupled* no se puede usar dicho criterio pues son indistinguibles (es un acoplador de 3 dB). Por ello, se ha optado por seguir el convenio de que la puerta *Through* se encuentra enfrente de la de entrada, quedando la *Coupled* relegada al puerto adyacente.

Además de esta información, de la Figura 3.6 también se desprende que el desfase relativo entre los puertos 2 y 3 alimentando el dispositivo por la puerta 1 debe ser de 180° ,

mientras que al hacer lo propio por el puerto 1 dicho desfase debe ser de 0° . De esta forma se tiene el comportamiento marcado en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2: Desfases relativos entre las puertas *through* y *coupled* del acoplador

Puerta de Entrada	Puerta de salida A	Puerta de salida B	Desfase relativo entre A y B [$^\circ$]
1	2	3	180
2	1	4	180
3	4	1	0
4	2	3	0

Con esta información de alto nivel se es capaz de empezar a diseñar los elementos fundamentales que componen la red. Primero se diseñará el acoplador híbrido en plano E (la pieza central del diseño) para después hacer lo propio con los codos, tanto en plano E (entre acopladores) como de tipo plano H (los finales justo en la conexión con las antenas). Posteriormente se evaluará la respuesta de varios de estos elementos concatenados para finalmente estudiar las prestaciones de la red completa.

3.2 Diseño del acoplador de Riblet en plano E

3.2.1 Introducción

La presente sección trata de resumir el proceso de diseño del acoplador de base usado en la red comparadora. Como se ha comentado, se implementará en guía de onda y será de tipo *Riblet* ([13],[14],[15]) Por último, todos los acopladores de la red serán idénticos; cambiará la orientación de cada uno y las conexiones.

Para conseguir el desfase apropiado se dividirá el sector en el que se realiza el acoplo en un número impar de secciones transversales a la dirección de propagación de forma similar al ejemplo de la Figura 2.16; se proponen acopladores con 3, 5, 7, 9, 11 y 13 secciones.

El flujo de trabajo es como sigue:

Se parte de un acoplador con una geometría de partida (incluso aleatoria o pseudoaleatoria en algunos casos para explorar todas las posibles soluciones), que normalmente ofrece un rendimiento deficiente con respecto a los objetivos [1-8] en la banda de trabajo; dichos objetivos están explicados en la sección 3.2.2. Este acoplador presentará limitaciones geométricas en términos de restricciones de tamaño de ciertas secciones (para tener en cuenta su posible mecanizado), pero no se incluirá por ahora el efecto de los redondeos de las aristas.

Para simular el comportamiento del acoplador se usará el software *MATLAB* ejecutando un código que obtenga su respuesta a partir de su perfil mediante la técnica *FEM-2D*. Esto se implementará en la función de coste de un algoritmo genético para converger a una solución válida. El algoritmo genético ya viene desarrollado en el *Optimization Toolbox* de *MATLAB* (función *ga*). Adicionalmente, como se indicó en el apartado 2.6.2, se podría usar un algoritmo de corte más local (*Simplex*) para optimizar aún más el resultado. Dicho algoritmo también está incluido en la *Optimization Toolbox*. En cualquier caso, se ha visto experimentalmente que usando únicamente algoritmos locales desde el principio se consigue un resultado bastante pobre, por lo que se necesita el apoyo del algoritmo como el genético en primera instancia.

Tras aplicar el algoritmo genético se evaluará la solución a la que se ha convergido. La evaluación de los resultados se realizará de nuevo con respecto a los objetivos [1–8] de la sección 3.2.2, valorando el resultado obtenido.

Este proceso se realizará para crear varios acopladores y se llevará a cabo una comparativa entre ellos, intentando sacar conclusiones del impacto del número de secciones en el resultado.

3.2.2 Objetivos y Punto de Partida

Para diseñar el acoplador es necesario definir un punto de partida respecto a limitaciones funcionales, geométricas y también respecto a los objetivos. Un ejemplo de dispositivo con cinco desfasadores se muestra en la Figura 3.7.

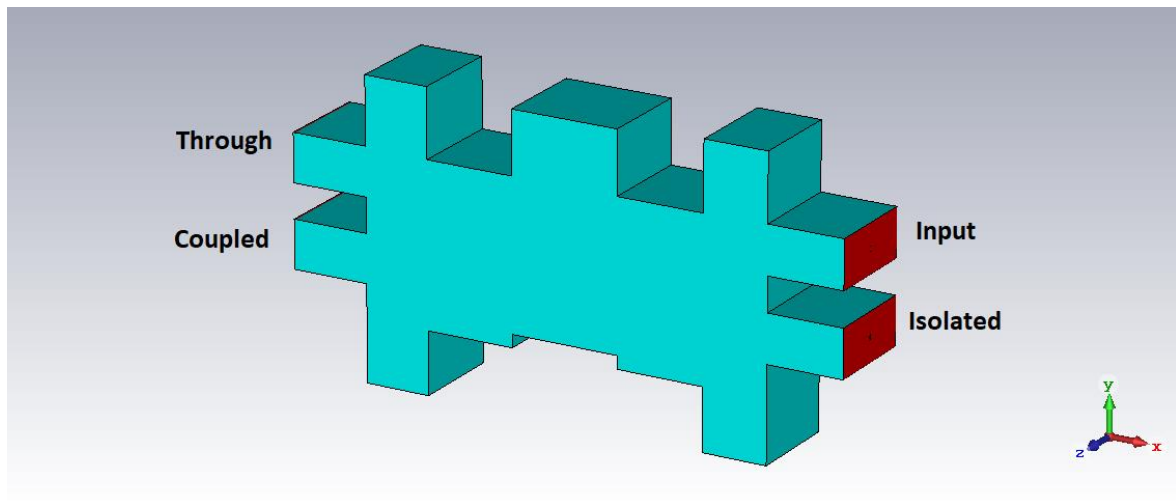


Figura 3.7: Esquema básico del acoplador en plano E simétrico con 5 secciones

Las limitaciones funcionales y geométricas del diseño se listan a continuación:

1. El rango de frecuencias debe ser $93 - 95 \text{ GHz}$, lo que equivale a un ancho de banda fraccional de un 2.13%.
2. Debe ser un acoplador *Riblet* ([13],[14],[15]) implementado en plano E.
3. El acoplador debe tener cuatro puertas, siguiendo un esquema como el mostrado en la Figura 3.7, de forma que el nombre y numeración de las mismas sea el reflejado en la Tabla 3.1. En dicha tabla, las puertas 2 y 3 poseen el mismo nombre

debido a que el reparto de potencia en ellas es idéntico, por lo que atendiendo a la definición de la sección 2.5.1 son indistinguibles.

4. Debe ser simétrico respecto al plano transversal a la dirección de propagación (plano YZ en la Figura 3.7) situado a la mitad del dispositivo. Para ello, se ha tomado la decisión de que el número de secciones interiores sea impar.
5. Debe estar diseñado e implementado en guía de onda rectangular y todas sus puertas deben ser de un tamaño estándar WR10 ($2.54\text{ mm} \times 1.27\text{ mm}$).
6. Debe ofrecer propagación monomodo en las puertas (internamente esta condición se relaja por las discontinuidades).
7. No existe limitación con respecto al tamaño máximo del acoplador dentro de unos límites razonables; pueden usarse el número de secciones que se vea conveniente siempre que sean impares.
8. Sí existen limitaciones con respecto al tamaño mínimo: la anchura mínima W de cada sección intermedia no puede ser menor que 0.5 mm debido a las restricciones del proceso de fabricación explicado en la sección 4.

Para comprobar los puntos [5,6] se debe recurrir a la carta de modos de los puertos del acoplador para la frecuencia máxima de la banda de interés, es decir, 95 GHz. Para este caso resulta una carta sencilla en la que únicamente se propaga el modo fundamental TE_{10} como se muestra en la siguiente tabla.

Tabla 3.3: Carta de modos de la guía WR10

Modo	TE_{10}	TE_{01}	TE_{20}	TE_{11}	TM_{11}	TE_{21}
$f_{corte}[GHz]$	59.01	118.03	118.03	131.96	166.92	177.04

Los diseños presentarán, pues, dos planos de simetría, a saber: los planos XY e YZ siguiendo la nomenclatura mostrada en la Figura 3.8.

La simetría en el plano XY (azul) se puede interpretar como una pared magnética perfecta en la que la componente transversal del campo magnético \mathbf{H}_t es nula [6]. Esto simplifica considerablemente los cálculos, por lo que teniendo en cuenta la enorme cantidad de simulaciones del proceso de diseño se aplicará cuando se pueda ya que reducirá los tiempos de proceso sensiblemente.

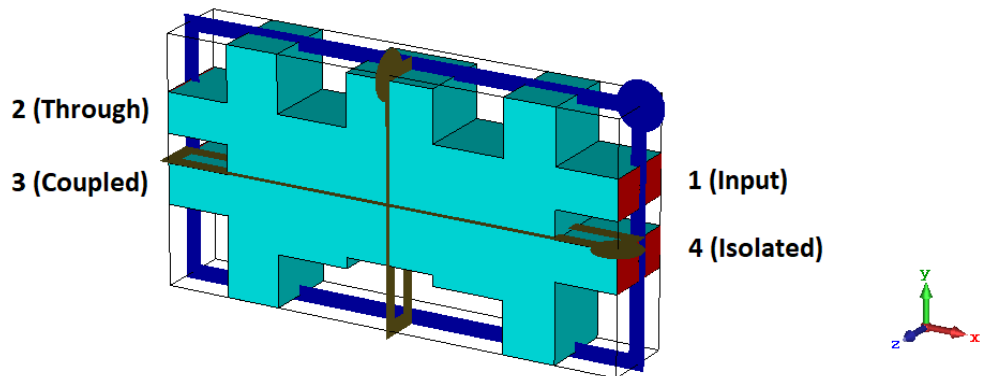


Figura 3.8: Simetrías en el plano XY (azul) e YZ (marrón vertical) de un acoplador

Por otro lado, la simetría en el plano YZ no corresponde ni con una pared eléctrica ni magnética, pero sí repercute reduciendo el número de parámetros S que habrá que calcular para caracterizar el dispositivo tal y como se vio en la sección 2.4.2.3. De acuerdo a estos resultados, la reducción de parámetros S es como sigue:

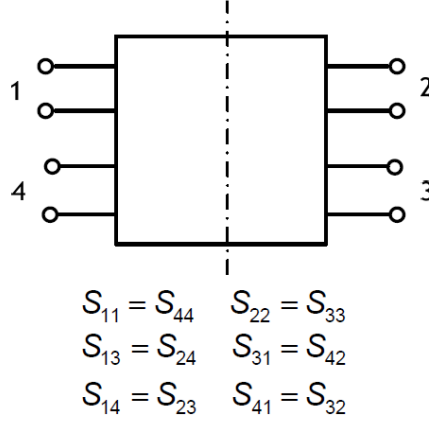


Figura 3.9: Simetría en el plano YZ del acoplador y su repercusión en los parámetros S [8]

Hay que añadir que al tratarse de un dispositivo recíproco (sección 2.4.2.2) se cumple la ecuación (2.10), por lo que finalmente el dispositivo se podrá definir enteramente en términos de parámetros S mediante los parámetros S_{11} , S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{34} y S_{44} , conformando la matriz S de (3.1); reduciéndose el problema pues a optimizar exclusivamente dichos parámetros modificando las dimensiones del acoplador.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{11} & S_{41} & S_{31} \\ S_{31} & S_{41} & S_{44} & S_{34} \\ S_{41} & S_{31} & S_{34} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

A su vez, el acoplador debe satisfacer, o en su defecto acercarse lo máximo posible, a las metas establecidas en la Tabla 3.4 en toda la banda de frecuencias:

Tabla 3.4: Objetivos a cumplir en el diseño del acoplador (topología y numeración de puertas de acuerdo a la Figura 3.8)

Objetivo	Magnitud	Definición	Valor
1	$ S_{21} ^2$ $ S_{31} ^2$	Reparto de potencia en las puertas <i>Through</i> y <i>Coupled</i> entrando por la puerta 1	$-3 \pm 0.1 \text{ dB}$
2	$ S_{24} ^2$ $ S_{34} ^2$	Reparto de potencia en las puertas <i>Through</i> y <i>Coupled</i> entrando por la puerta 4	$-3 \pm 0.1 \text{ dB}$
3	$ S_{11} ^2$ $ S_{44} ^2$	Adaptación en las puertas <i>Input</i> y <i>Isolated</i>	$< -20 \text{ dB}$
4	$ S_{41} ^2$	Aislamiento entre las puertas <i>Input</i> y <i>Isolated</i>	$< -20 \text{ dB}$
5	$Phase\left(\frac{S_{21}}{S_{31}}\right)$	Desfase relativo entre las puertas <i>Through</i> y <i>Coupled</i> entrando por la puerta 1 (RPhD(1))	$180^\circ \pm 2^\circ$
6	$Phase\left(\frac{S_{24}}{S_{34}}\right)$	Desfase relativo entre las puertas <i>Through</i> y <i>Coupled</i> entrando por la puerta 4 (RPhD(4))	$0^\circ \pm 2^\circ$

A la hora de introducir los desfasadores en la región intermedia se opta por dividir dicha sección en un número impar de subsecciones. El criterio para numerar las distintas secciones es la numeración en forma ascendente de izquierda a derecha, sin contar los puertos de entrada y salida. Cada sección i tendrá una anchura W_i , una altura L_i y un desplazamiento vertical que podrá ser positivo o negativo, O_i , respecto al punto medio entre los puertos adyacentes (separados una distancia Gap_y). Las modificaciones en la geometría del acoplador vendrán dadas por las distintas combinaciones de estos parámetros que se prueben durante la optimización, ya que la distancia entre los puertos y la sección más cercana (Gap_x) será constante. Esto se ilustra con más detalle en la Figura 3.10, donde se muestran las posibles variables para un acoplador de cinco secciones. Cabe subrayar que, debido a la simetría en el plano YZ expuesta con anterioridad, el número de parámetros que definen totalmente la forma del acoplador se obtendrá de la siguiente expresión:

$$N_{variables} = 1 + 3 \left\lceil \frac{N_{secciones}}{2} \right\rceil \quad (3.2)$$

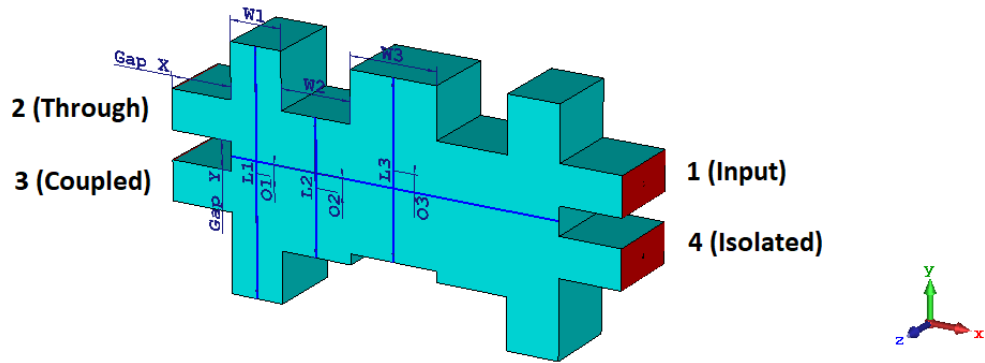


Figura 3.10: Detalle de las secciones intermedias del acoplador

Teniendo todo esto en cuenta se puede comenzar la simulación aplicando el algoritmo genético.

3.2.3 Configuración del *FEM-2D*

La herramienta fundamental utilizada en este trabajo para caracterizar las estructuras es *WAPOS* (*W*Aveguide *co*MPOnentes *S*olver), que implementa un método *FEM-2D* desarrollado dentro del grupo de investigación RFCAS de la Universidad Autónoma de Madrid, en el que se ha realizado este TFM. Como se ha mencionado, el parámetro fundamental para aplicarlo es el número de modos a considerar en las discontinuidades de la estructura. Al estar implementado en plano E, las familias de modos excitados serán TE_{1m} y TM_{1m} . Como regla práctica extraída experimentalmente durante este trabajo, para el tipo de acopladores analizado, 15 modos en las discontinuidades ofrecen unos resultados medianamente representativos en poco tiempo, mientras que contemplando del orden de 80 se extrae una respuesta veraz contrastando con otro software comercial como *Computer Simulated Technology* (CST). La Tabla 3.5 muestra la relación entre el número de modos considerado, la frecuencia de corte máxima, el tiempo de computación aproximado y la fidelidad de los resultados.

Tabla 3.5: Prestaciones de la implementación del *FEM-2D* para un acoplador

N Modos	f_c Máxima (GHz)	$t_{\text{Computación}}$ (s)	Fidelidad de los Resultados
15	350	~1	Moderada
85	850	~10	Alta

Atendiendo a estos resultados, en función de características de la simulación como la veracidad de los resultados y el tiempo de cálculo se proponen dos configuraciones posibles. Dependiendo de la naturaleza del algoritmo que se ejecute por encima de este, se puede elegir el compromiso entre precisión en los resultados y tiempo de cálculo. En particular, para el algoritmo genético se elegirá la primera opción de la tabla anterior debido al alto número de simulaciones a ejecutar (del orden de 10^4), de forma que la optimización no se extienda durante días, sacrificando exactitud en los resultados. Por

último, en los algoritmos locales, los cuales típicamente requerían del orden de 10^3 iteraciones, se optará por la segunda opción para que los resultados sean lo más precisos posibles en un tiempo abordable (en torno a 2 horas). Finalmente, se comprueban los resultados con *CST*, para validar los análisis, que conlleva un tiempo de cálculo algo mayor.

3.2.4 Definición de la Función de Coste/Fitness

Una vez se tiene definida la forma de extraer las características de un acoplador a partir de sus dimensiones es necesario definir una función que, en base a dichas características, determine la calidad de una solución para poder comparar varios diseños. Por ello, la validez de una solución vendrá dada en forma de un número positivo extraído a través de una función que pondere y combine de cierta forma el error entre cada parámetro a optimizar y su valor ideal en la banda de trabajo, así, el mejor acoplador posible será aquel que arroje el error mínimo; dicha función es la función de coste/fitness.

En este punto surge la necesidad de definir con exactitud el error de un parámetro. Para ello se puede dar un único valor en la banda de trabajo (por ejemplo $|S_{21}|^2 = -3 \text{ dB}$) o un rango de valores considerados como válidos (por ejemplo $|S_{21}|^2 = -3 \pm 0.2 \text{ dB}$).

El primer caso forzaría a que el error nunca pueda ser nulo, pues no existe geometría alguna que arroje un reparto de potencia idéntico en una banda de frecuencias. Sin embargo, el segundo caso sí puede presentar un error nulo, siempre y cuando todos los parámetros se encuentren dentro de su rango de validez.

Experimentalmente se comprueba que es más efectivo seguir el segundo método, pues de esta forma se evita en bastante medida que el algoritmo oscile alrededor de las soluciones y sea más resolutivo. Un ejemplo de esta forma de extraer el error se muestra en la Figura 3.11, que corresponde a los parámetros dependientes de los objetivos [1-4].

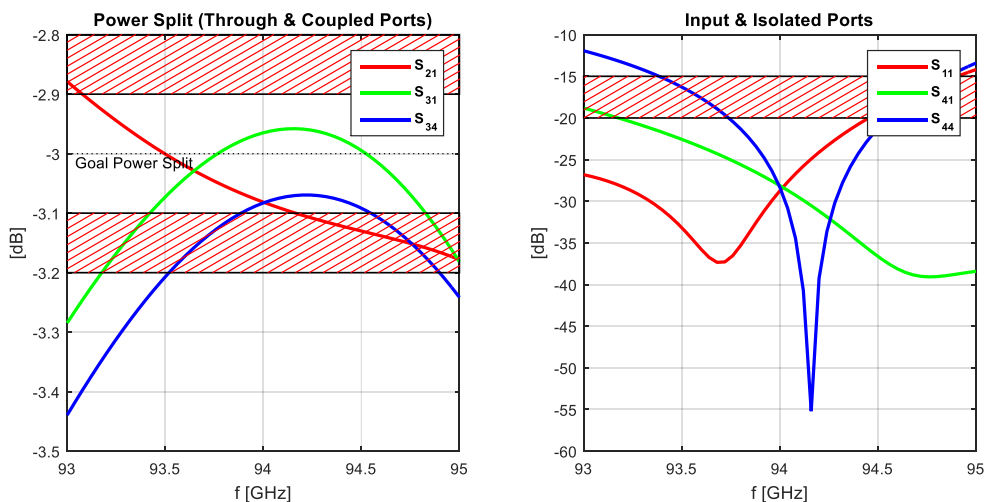


Figura 3.11: Ejemplo de rango de valores admitidos en un diseño

En la gráfica de la izquierda (reparto de potencia de un diseño concreto) las muestras de los parámetros que se encuentran comprendidos entre $-3 \pm 0.1 \text{ dB}$ no contribuyen al error por estar dentro de los valores admitidos, mientras que las muestras fuera de ese

rango sí se consideran deficientes, contribuyendo por tanto a aumentar el error conforme se alejen del objetivo. Lo mismo ocurre para la gráfica de la derecha (adaptación y aislamiento), siendo los valores que aportan un error nulo aquellos que se encuentren por debajo de -20 dB .

Se ha considerado que, para calcular el error, se computará la diferencia de valor entre las muestras deficientes y el objetivo en unidades naturales para las magnitudes de los parámetros S (objetivos [1-4]) y en grados para las fases relativas (objetivos [5-6]), aunque equivalentemente se podría haber escogido la diferencia en dB para el primer grupo de ellos y la diferencia en radianes para el segundo. El error de cada parámetro se corresponderá entonces con tantos valores como muestras en frecuencia se hayan considerado en la simulación.

Para aunar estos errores individuales y extraer un único error global se puede seguir un esquema como el de la Figura 3.10, en la que se detalla el proceso para obtener el valor de la función de coste y donde son parámetros de diseño tanto el *Error Computing Method* como los W_1 , W_2 y W_3 :

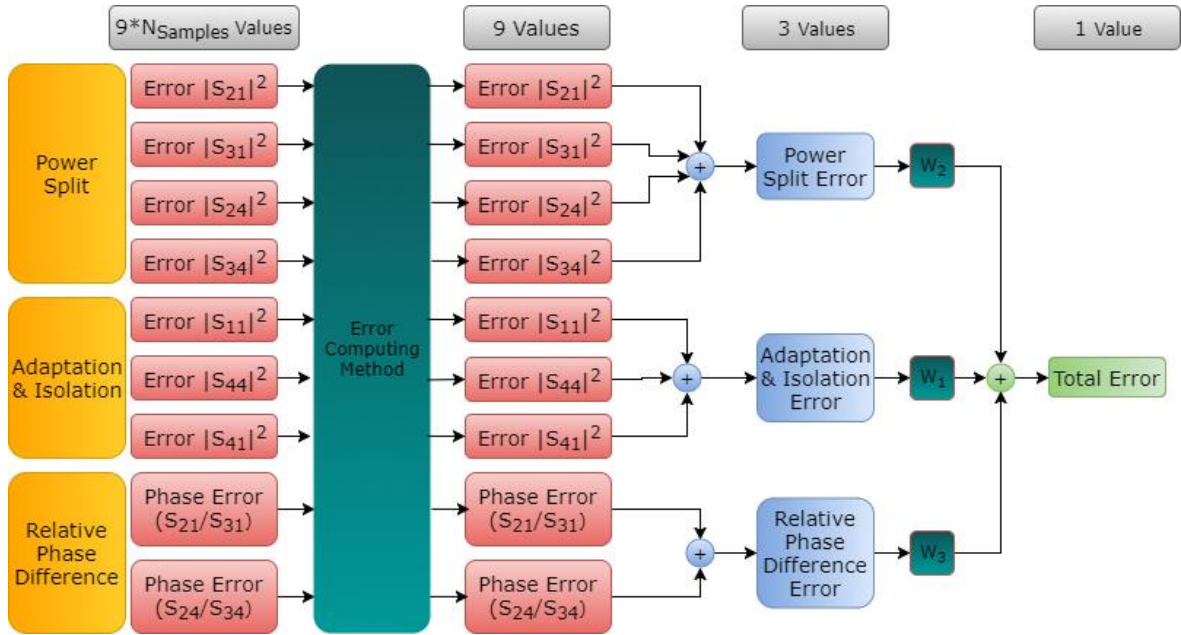


Figura 3.12: Esquema de la función de coste

Para calcular el *Error Computing Method* de cada parámetro se pueden emplear distintas métricas; en este trabajo se consideran tres posibilidades: suma del error, media del error y error cuadrático medio, resumidas en las ecuaciones (3.3)–(3.5).

$$Error_{Suma} = \sum Error_{Parámetro} \quad (3.3)$$

$$Error_{Media} = \sum \frac{Error_{Parámetro}}{N_{Muestras}} \quad (3.4)$$

$$Error_{ECM} = \sum \frac{(Error_{Parámetro})^2}{N_{Muestras}} \quad (3.5)$$

Siendo el error de cada parámetro calculado como:

$$Error_{parámetro} = |Valor - Valor_{ideal}| \quad (3.6)$$

Cada una de estas métricas arrojará un valor distinto para el mismo error de entrada, determinando en cierta forma cómo evolucionará el algoritmo a alto nivel. En un principio en todos los casos se potenciará más el corregir el error de fase frente a los otros pues dichos errores se limitan a valores entre 0 y 1, mientras que el primero está comprendido entre 0° y 180° , por lo que gobernará de forma casi exclusiva el error global. Para compensar esto se usan el resto de parámetros comentados: W_1 , W_2 y W_3 .

Los parámetros aquí W_1 , W_2 y W_3 son los pesos de cada conjunto de errores (no confundir con las anchuras en la Figura 3.10), a saber, adaptación/aislamiento, división de potencia y error de fase relativa, respectivamente. Estos valores determinan la importancia que tiene cada grupo de error en el cómputo global del mismo, permitiendo favorecer así la convergencia a cada grupo de errores en detrimento del resto. Es necesario que los pesos tengan unos valores proporcionales para evitar que el algoritmo se centre en mejorar un conjunto de errores olvidando el resto. Por esta razón, a la hora de comparar los grupos es necesario que los pesos hagan que los distintos grupos de errores sean equiparables, en consecuencia, generalmente se dará la condición de que $W_3 \ll W_1, W_2$.

Adicionalmente, para los parámetros relacionados con la transmisión de potencia se puede ponderar más a las muestras cercanas a los extremos de la banda frente al resto para forzar a que el resultado tienda a un reparto casi lineal en frecuencia.

3.2.5 Configuración del Algoritmo Genético

Por último, es necesario definir el algoritmo genético de alto nivel que buscará optimizar el diseño. Basándose en la explicación genérica de dichos algoritmos de la sección 2.6.2, se deben particularizar las características del mismo. Los puntos clave del algoritmo se listan a continuación:

- Delimitar el número de secciones del acoplador, $N_{secciones}$. Este valor corresponderá con un número de variables fijo a optimizar ($N_{variables}$) calculado según la ecuación (3.2), que no es otra cosa que el número de dimensiones que presentará la función de coste.
- Establecer el número de muestras en frecuencia sobre el que simular. Dicho valor deberá ofrecer un compromiso entre resolución en frecuencia y tiempo de cálculo. Experimentalmente se comprueba que con 51 valores se consigue una buena resolución en los resultados sin llevar asociado un largo tiempo de simulación.
- Determinar los objetivos resumidos en la Tabla 3.4 usados para determinar la calidad de un diseño, además de las tolerancias de cada parámetro.
- Concretar los límites superiores e inferiores de los L_i , W_i y O_i de cada sección i , así como aplicar las restricciones geométricas que procedan (resolución de las dimensiones en mm y redondeos en las aristas).

- Definir las características de la función de coste: pesos (W_1 , W_2 y W_3) y *Error Computing Method*.

Finalmente, se especifican las opciones del Algoritmo Genético:

- Se fija el número de elementos por generación *PopulationSize*.
- Se define el número de soluciones que tienen garantizado sobrevivir para la siguiente generación *EliteCount*, así como el porcentaje de la población que es generada por la función de cruce *CrossoverFraction*.
- Opcionalmente, se asigna un número de acopladores predefinidos *InitialPopulation* para que formen parte de la primera generación. Si no se especifican, *MATLAB* los genera de forma automática.
- Por último, es necesario precisar una condición de parada del algoritmo. Para ello, *MATLAB* permite que el algoritmo pare si durante *StallGeneLimit* generaciones consecutivas el mejor resultado de la función de coste ha mejorado menos de un umbral *TolFun*.

3.2.6 Resultados

Con los puntos previos ya es posible comenzar a optimizar. A continuación, se muestran los resultados obtenidos simulando acopladores de 3 hasta 13 secciones. Primero se exponen las condiciones de partida de cada caso y posteriormente se muestran los resultados obtenidos. Después se realiza una comparativa entre los distintos acopladores y por último se exponen las conclusiones alcanzadas.

Las condiciones de partida para cada caso se resumen en la Tabla 3.6.

Tabla 3.6: Condiciones de partida del Algoritmo Genético

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>					
<i>NSections</i>	3	5	7	9	11	13
<i>N_{variables}</i>	7	10	13	16	19	22
<i>ECM</i>	Mean	<i>Mean</i>	Sum	Mean	Sum	Mean
W_1	100	60	100	100	100	100
W_2	100	80	155	150	155	200
W_3	0.1	0.1	3	0.35	3	6
<i>PopulationSize</i>	200	200	1000	1000	2000	3250
<i>EliteCount</i>	10	10	50	50	100	162
<i>InitialPopulation</i>	No	No	No	No	No	No

<i>Parámetro</i>			<i>Valor</i>					
<i>Bounds (mm)</i>	<i>Gap Y</i>	Max	1	1	0.95	1.5	0.95	1
		Min	0.5	0.5	0.25	0.5	0.25	0.1
	<i>Lengths</i>	Max	8	8	5.95	8	5.95	5
		Min	4	4	3.25	4	3.25	2.15
	<i>Widths</i>	Max	4	4	2.25	1.75	2.25	1.45
		Min	1	1	0.45	0.45	0.45	0.45
	<i>Offsets</i>	Max	1	1	0.5	1	0.5	0.85
		Min	-1	-1	-1	-1	-1	-0.85

3.2.6.1 Acoplador en plano E de 3 Secciones

El punto de partida se resume en la Tabla 3.6, mientras que las dimensiones del acoplador resultante se muestran en la Tabla 3.7. El comportamiento del acoplador se ve reflejado entre la Figura 3.13 y la Figura 3.19. Las respuestas con la etiqueta *WAPOS* (*WAVEguide Analysis and comPOnet Solver*) son las calculadas por el método *FEM-2D* desarrollado dentro del grupo RFCAS en el que se ha realizado este TFM.

Tabla 3.7: Dimensiones del acoplador de 3 secciones

	Sección	
	1 y 3	2
Length (mm)	4.93	5.77
Width (mm)	1.15	2.76
Offset (mm)	1	0.9
Gap Y (mm)	1	

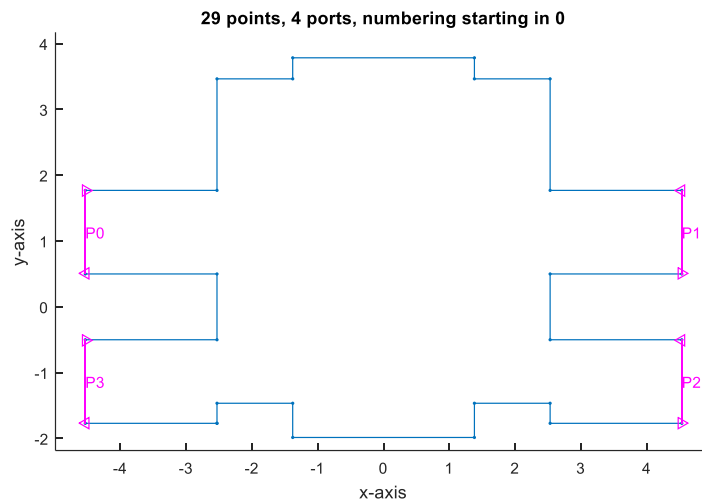


Figura 3.13: Perfil del acoplador de 3 secciones

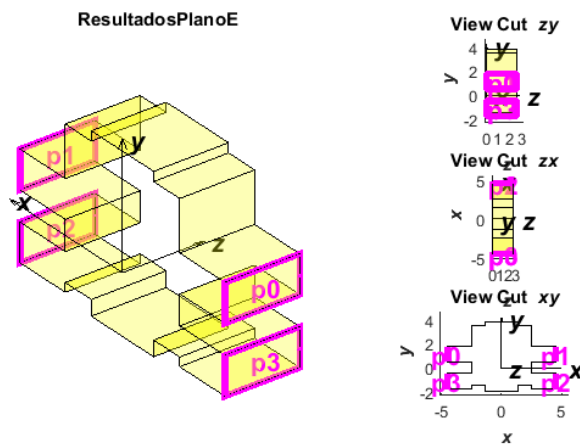
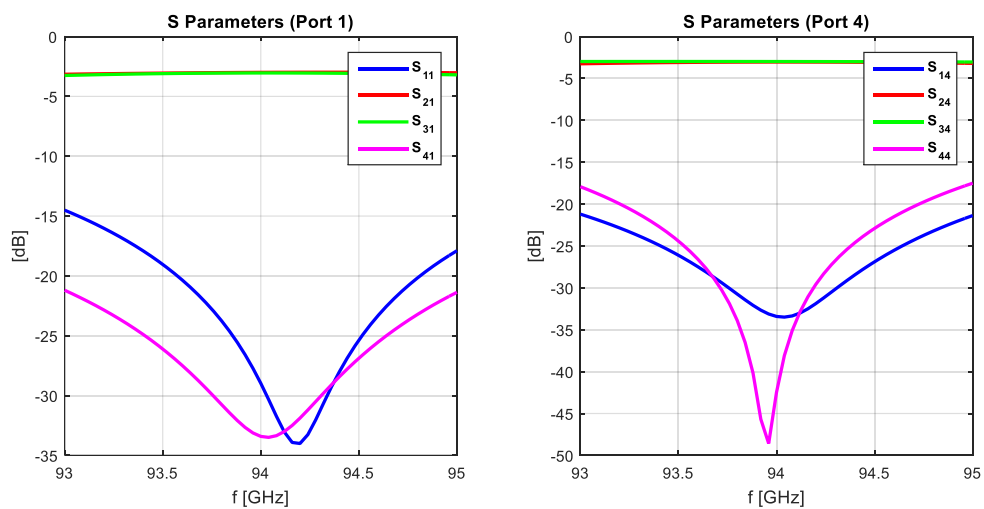


Figura 3.14: Vista 3D del acoplador de 3 secciones


 Figura 3.15: Parámetros S del acoplador de 3 secciones con *FEM-2D*

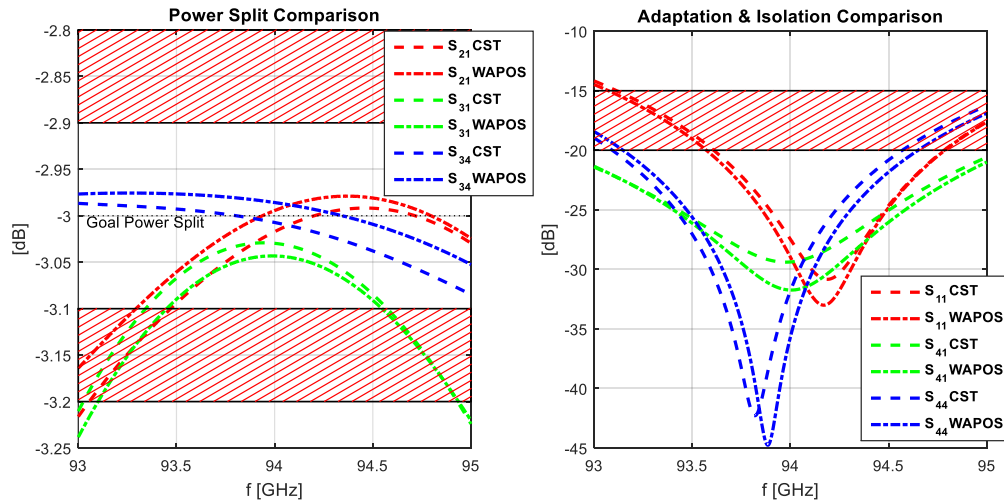


Figura 3.16: Reparto de potencia, aislamiento y adaptación del acoplador de 3 secciones con *FEM-2D* y *CST*

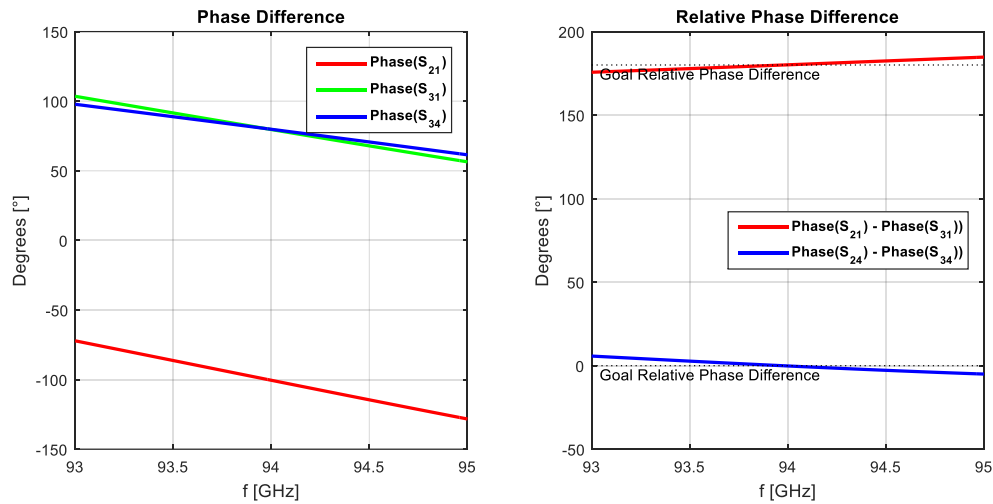


Figura 3.17: Fases del acoplador de 3 secciones con *FEM-2D*

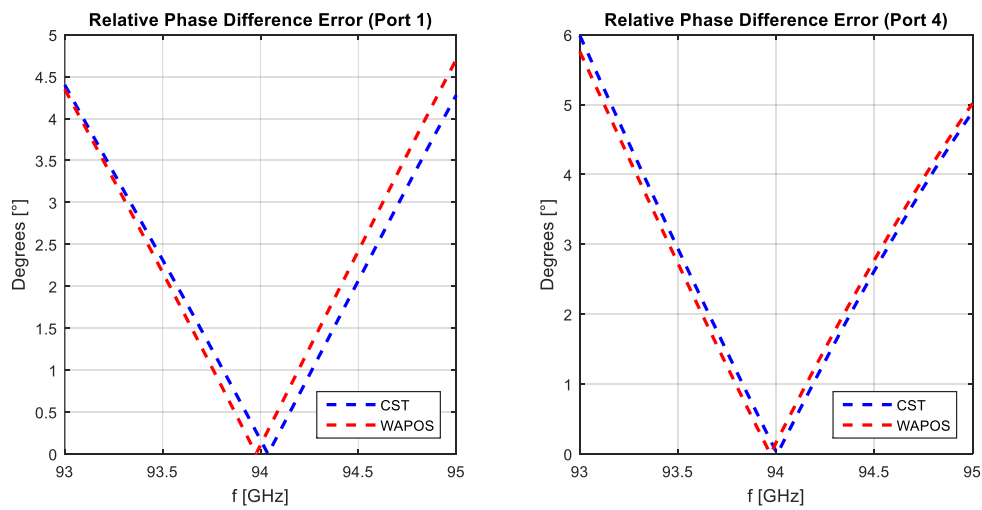


Figura 3.18: Error en las fases relativas del acoplador de 3 secciones con *FEM-2D* y *CST*

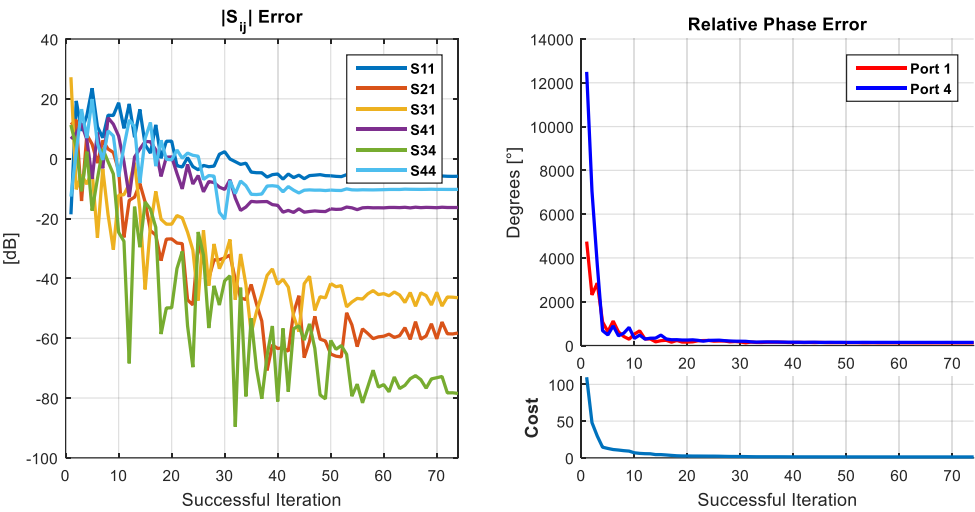


Figura 3.19: Evolución de la optimización del algoritmo genético del acoplador de 3 secciones

3.2.6.2 Acoplador en plano E de 5 Secciones

Las condiciones de partida se muestran a continuación:

Tabla 3.8: Dimensiones del acoplador de 5 secciones

	Sección		
	1 y 5	2 y 4	3
Length (mm)	7.74	4.28	5.6
Width (mm)	1.69	2.30	2.84
Offset (mm)	-0.37	-0.46	0.54
Gap Y (mm)	0.91		

El perfil y respuesta del acoplador se muestran a continuación entre la Figura 3.20 y la Figura 3.25:

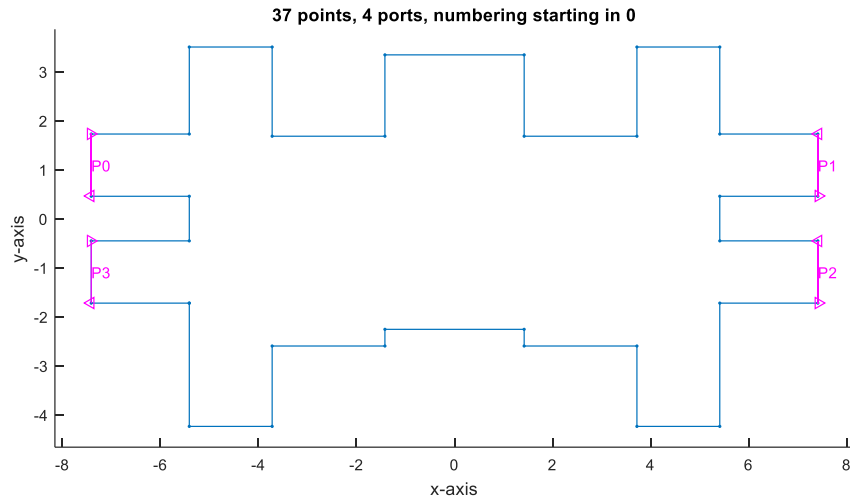
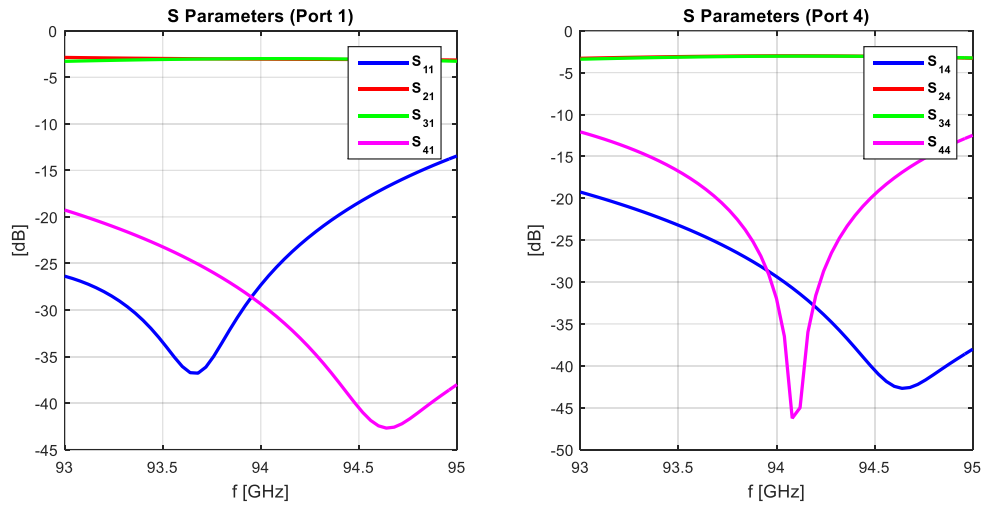
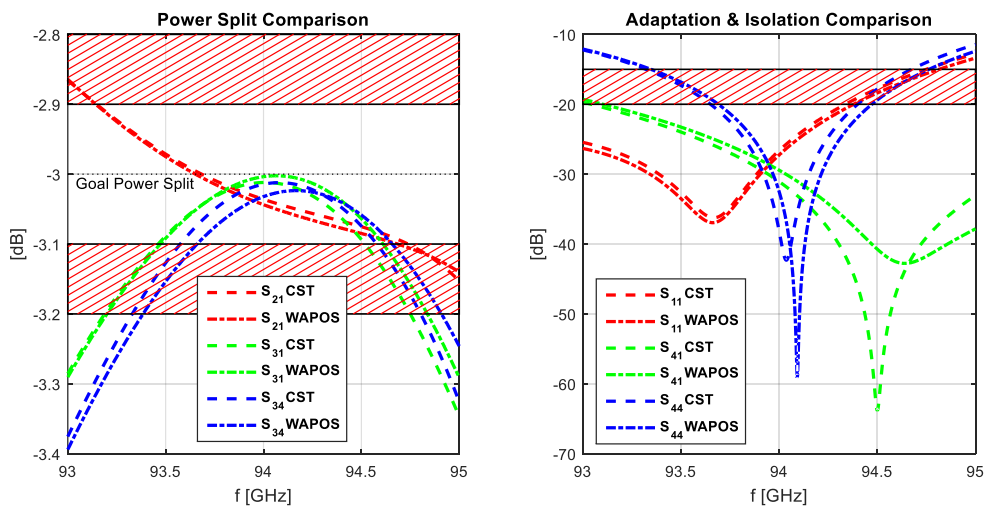


Figura 3.20: Perfil del acoplador de 5 secciones

Figura 3.21: Parámetros S del acoplador de 5 secciones con *FEM-2D*Figura 3.22: Reparto de potencia, aislamiento y adaptación del acoplador de 5 secciones con *FEM-2D* y *CST*

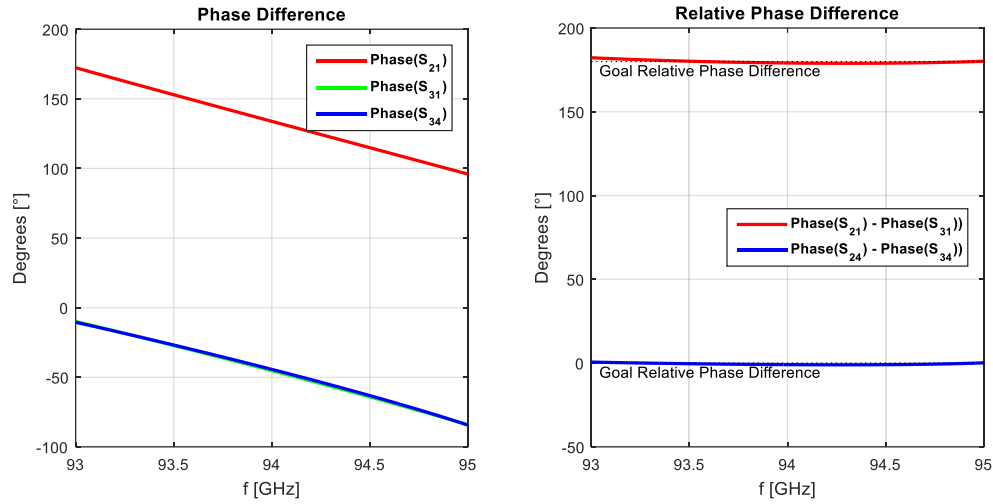
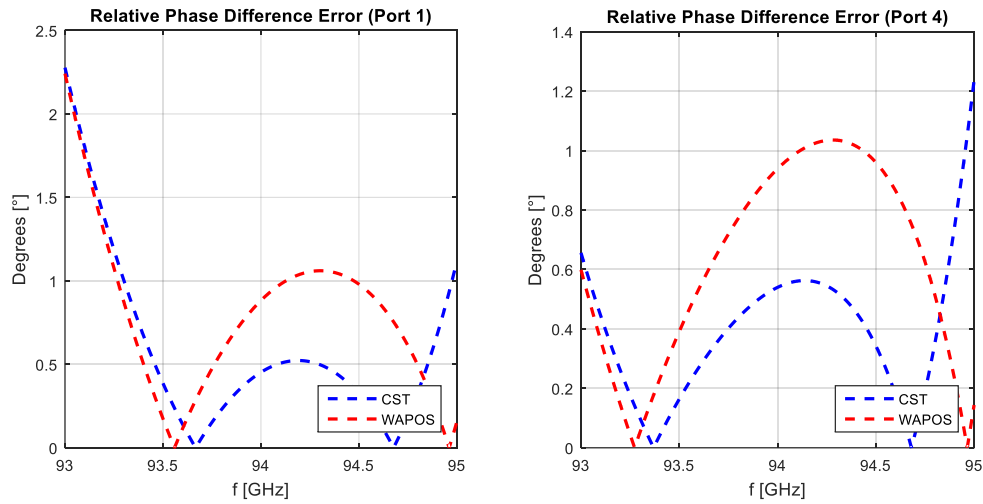
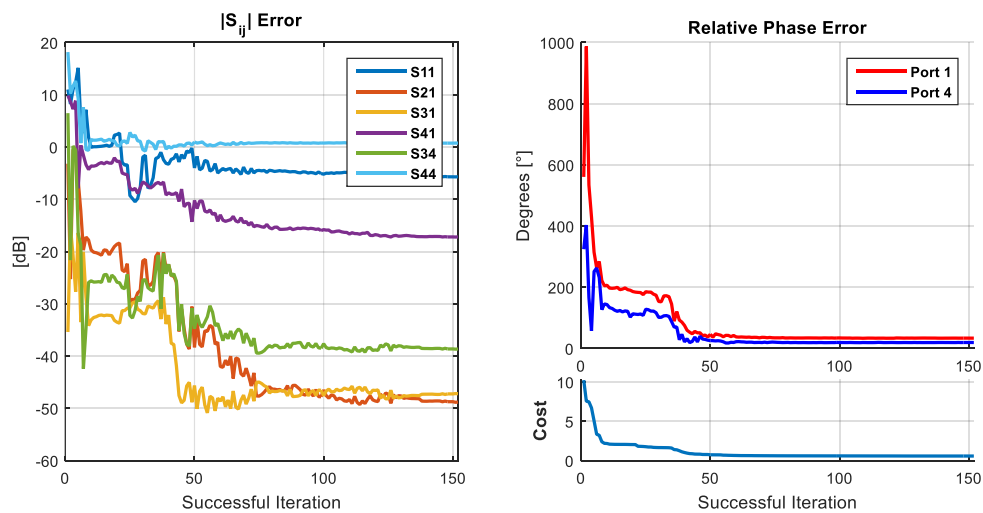

 Figura 3.23: Fases del acoplador de 5 secciones con *FEM-2D*

 Figura 3.24: Error en las fases relativas del acoplador de 5 secciones con *FEM-2D* y *CST*


Figura 3.25: Evolución de la optimización del algoritmo genético del acoplador de 5 secciones

3.2.6.3 Acoplador en plano E de 7 Secciones

Tabla 3.9: Dimensiones del acoplador de 7 secciones

	Sección			
	1 y 7	2 y 6	3 y 5	4
Length (mm)	3.65	4.07	5.37	4.15
Width (mm)	0.84	2.20	1.49	1.89
Offset (mm)	-0.25	-0.42	0.31	-0.55
Gap Y (mm)	0.80			

El perfil y respuesta del acoplador se muestran a continuación entre la Figura 3.26 y la Figura 3.31:

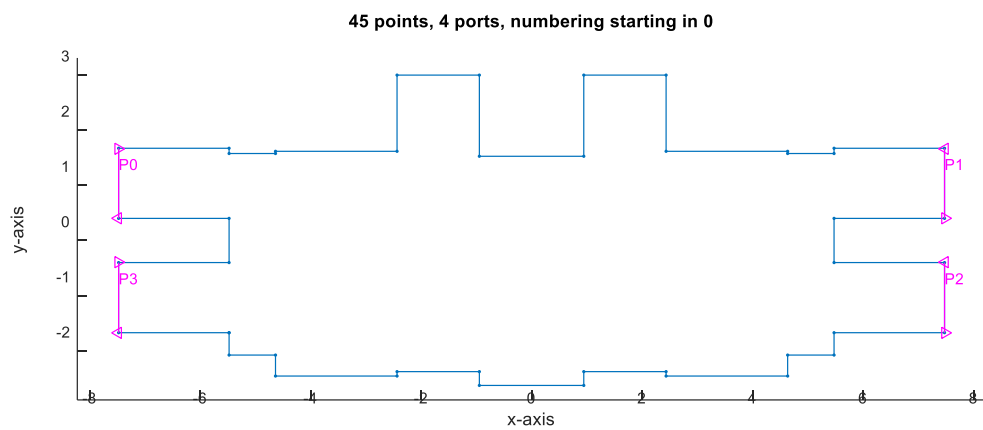


Figura 3.26: Perfil del acoplador de 7 secciones

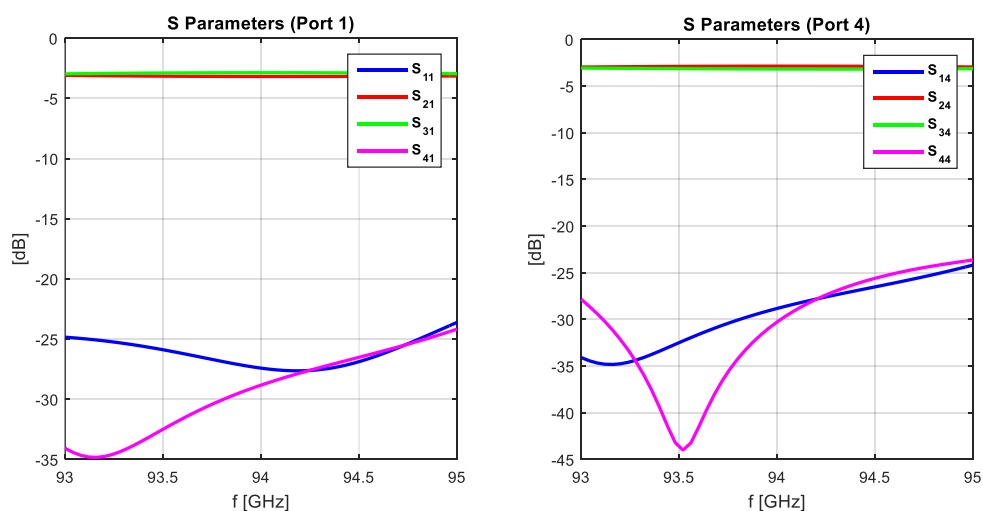


Figura 3.27: Parámetros S del acoplador de 7 secciones con *FEM-2D*

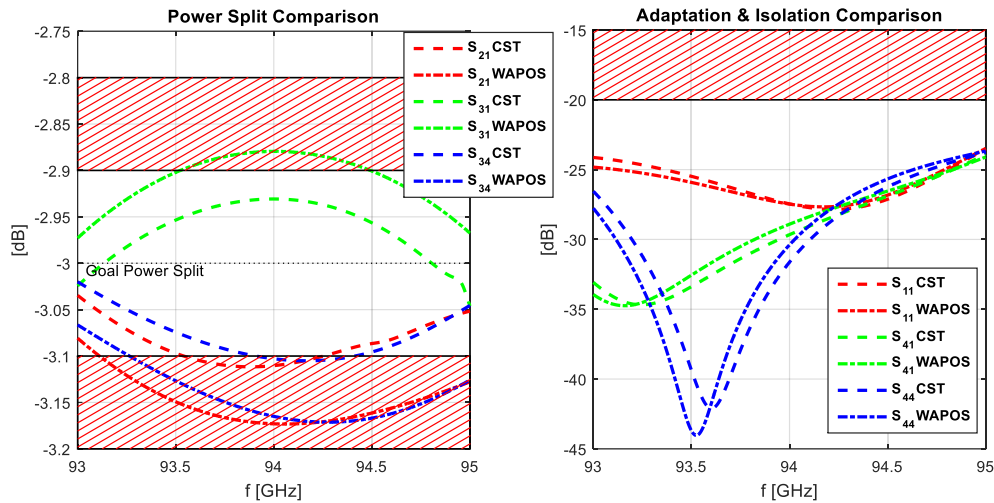


Figura 3.28: Reparto de potencia, aislamiento y adaptación del acoplador de 7 secciones con *FEM-2D* y *CST*

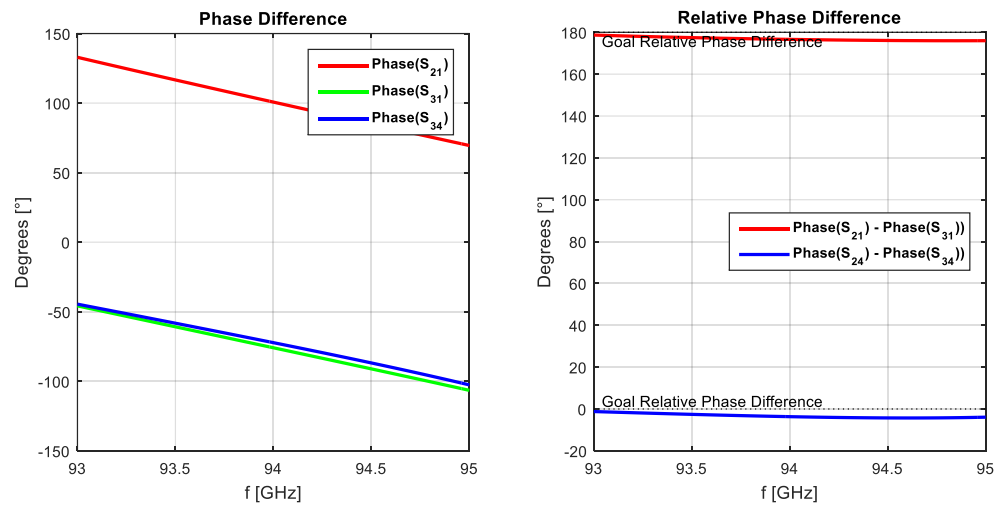


Figura 3.29: Fases del acoplador de 7 secciones con *FEM-2D*

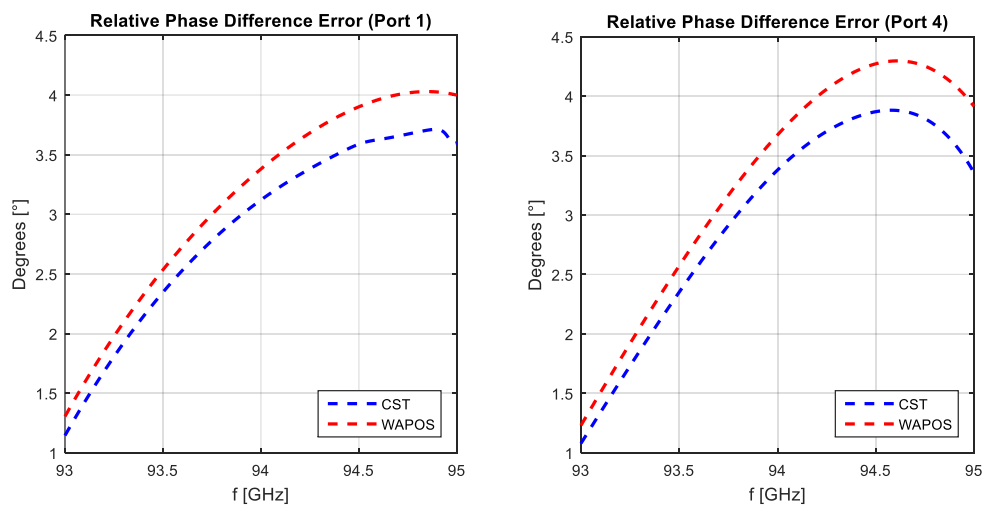


Figura 3.30: Error en las fases relativas del acoplador de 7 secciones con *FEM-2D* y *CST*

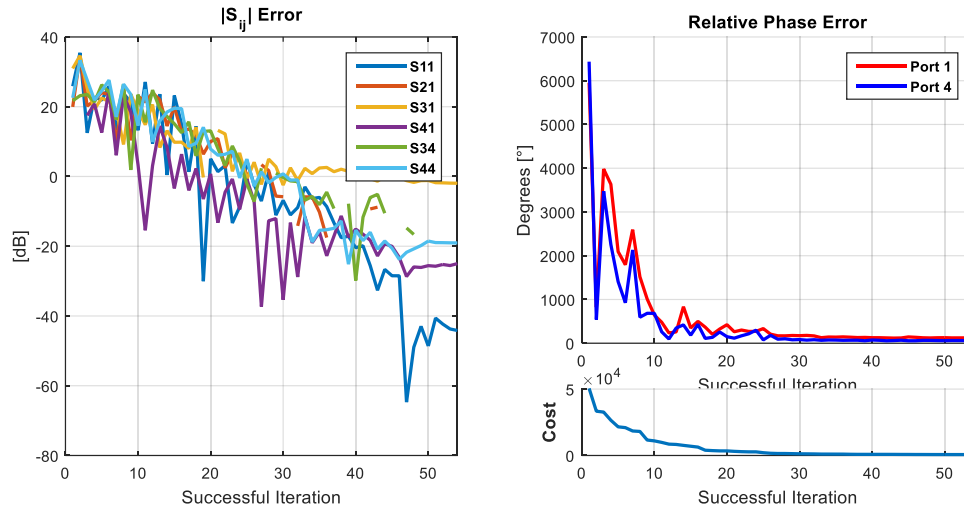


Figura 3.31: Evolución de la optimización del algoritmo genético del acoplador de 7 secciones

3.2.6.4 Acoplador en plano E de 9 Secciones

A continuación se presentan los resultados del acoplador de 9 secciones entre la Figura 3.32 y la Figura 3.37.

Tabla 3.10: Dimensiones del acoplador de 9 secciones

	Sección				
	1 y 9	2 y 8	3 y 7	4 y 6	5
Length (mm)	7.25	6.4	5.79	7	4.91
Width (mm)	1.73	0.49	1.36	1.7	0.59
Offset (mm)	-0.22	0.99	-0.13	0.5	-0.48
Gap Y (mm)	0.53				

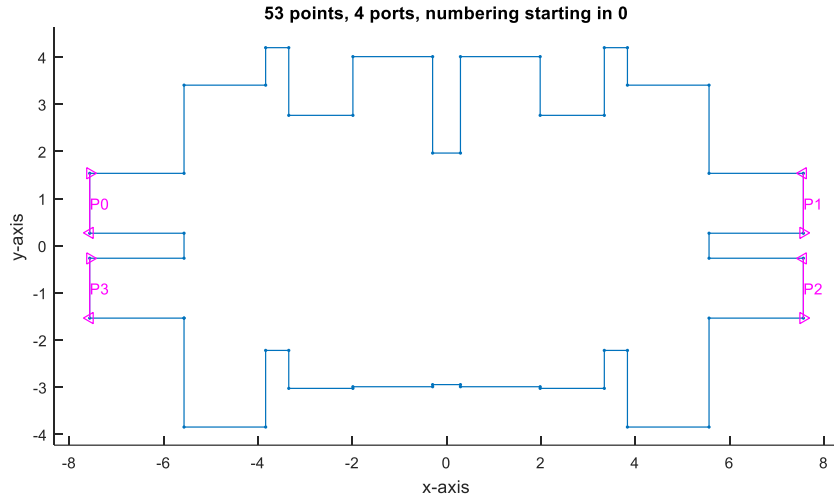
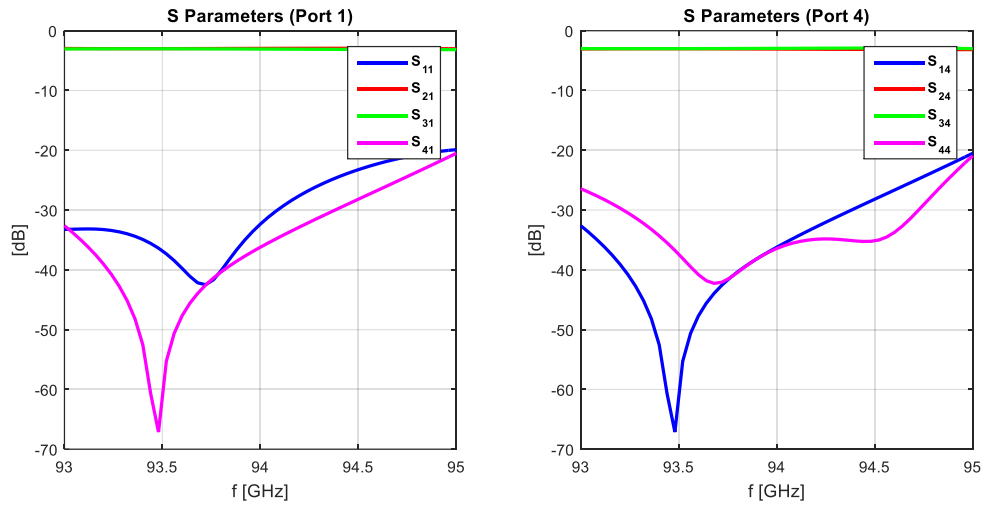
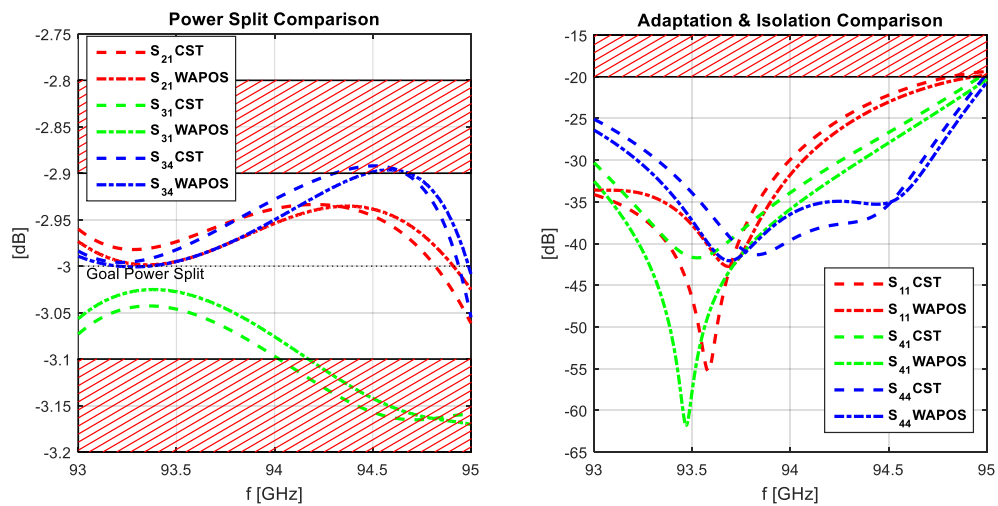


Figura 3.32: Perfil del acoplador de 9 secciones


 Figura 3.33: Parámetros S del acoplador de 9 secciones con *FEM-2D*

 Figura 3.34: Reparto de potencia, aislamiento y adaptación del acoplador de 9 secciones con *FEM-2D* y *CST*

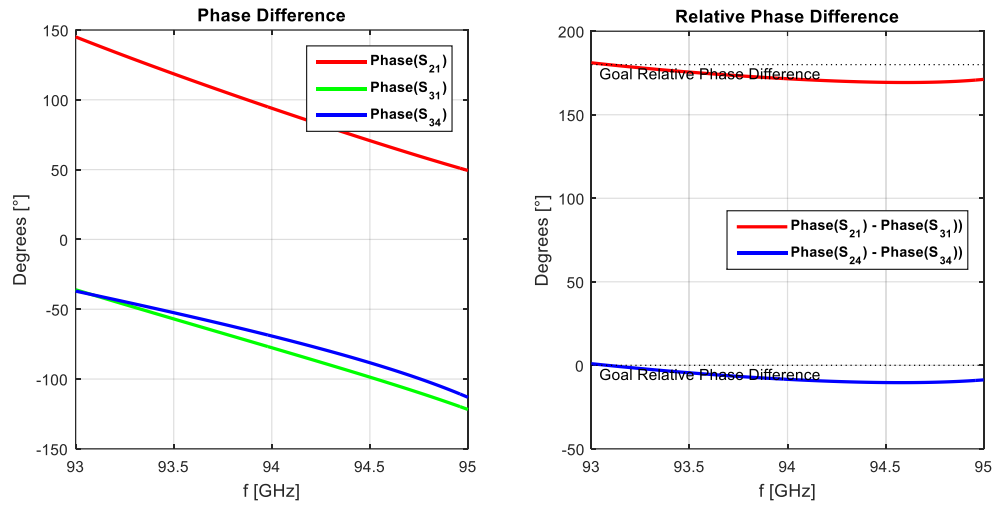


Figura 3.35: Fases del acoplador de 9 secciones con *FEM-2D*

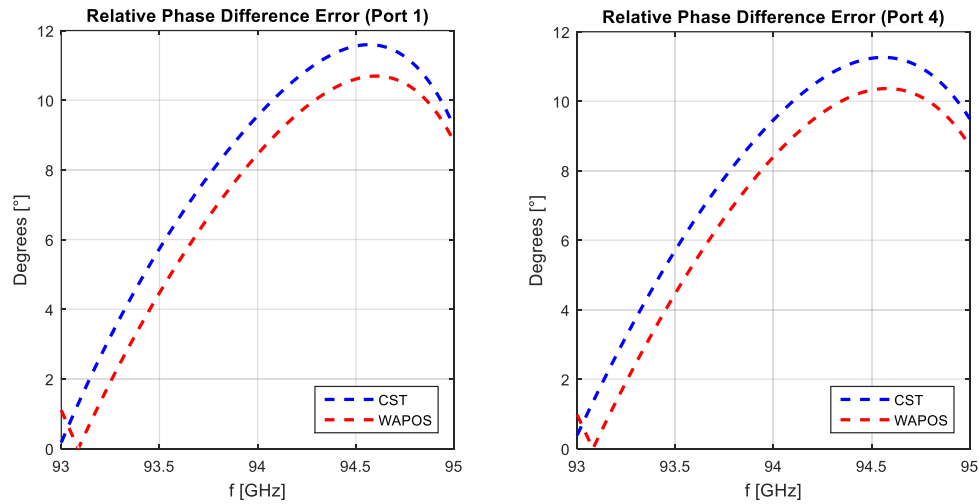


Figura 3.36: Error en las fases relativas del acoplador de 9 secciones con *FEM-2D* y *CST*

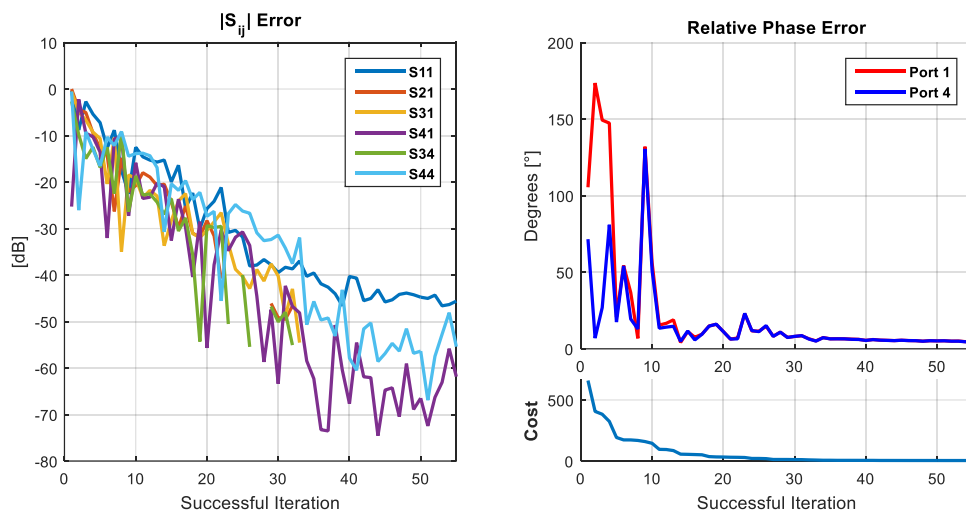


Figura 3.37: Evolución de la optimización del algoritmo genético del acoplador de 9 secciones

3.2.6.5 Acoplador en plano E de 11 Secciones

Los resultados del acoplador de 11 secciones son como sigue entre la Figura 3.38 y la Figura 3.43:

Tabla 3.11: Dimensiones del acoplador de 11 secciones

	Sección					
	1 y 11	2 y 10	3 y 9	4 y 8	5 y 7	6
Length (mm)	3.66	4.19	3.97	5.39	3.8	3.27
Width (mm)	1.05	1.81	1.32	0.91	0.96	0.77
Offset (mm)	-0.15	-0.44	-0.65	0.13	-0.75	-0.73
Gap Y (mm)	0.72					

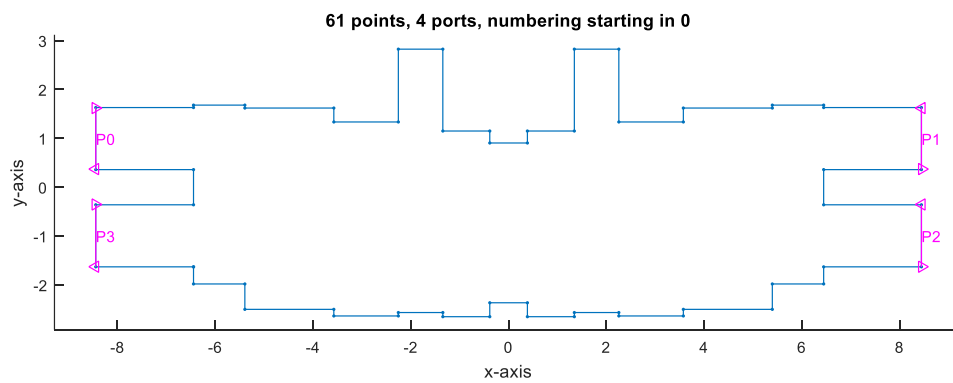


Figura 3.38: Perfil del acoplador de 11 secciones

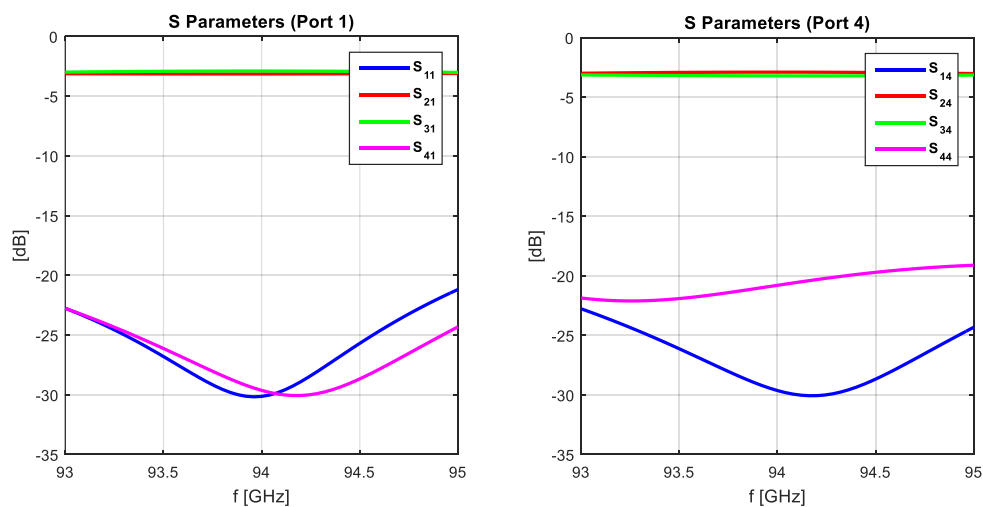


Figura 3.39: Parámetros S del acoplador de 11 secciones con *FEM-2D*

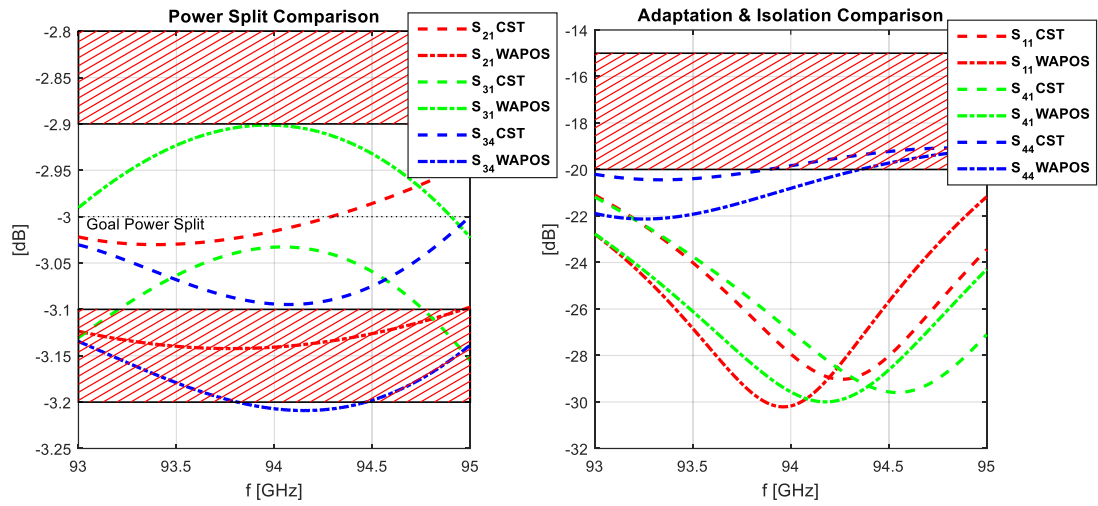


Figura 3.40: Reparto de potencia, aislamiento y adaptación del acoplador de 11 secciones con *FEM-2D* y *CST*

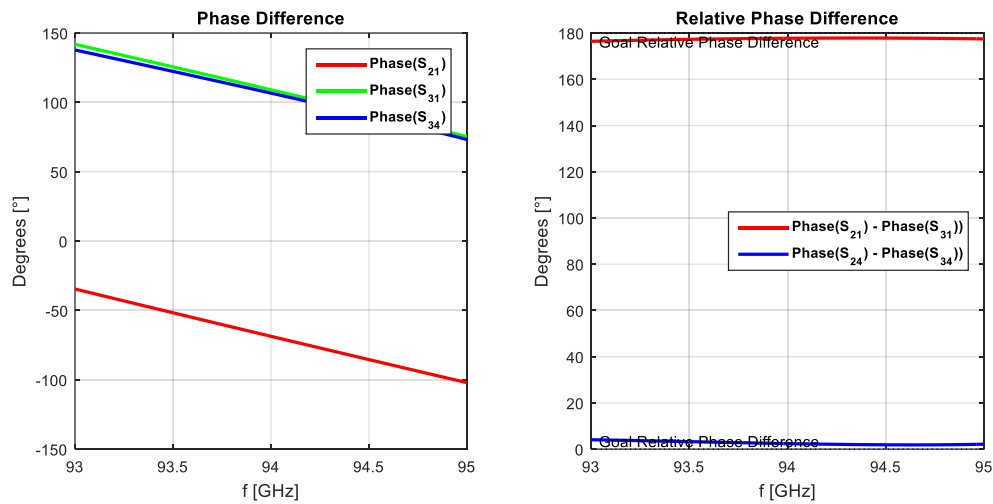


Figura 3.41: Fases del acoplador de 11 secciones con *FEM-2D*

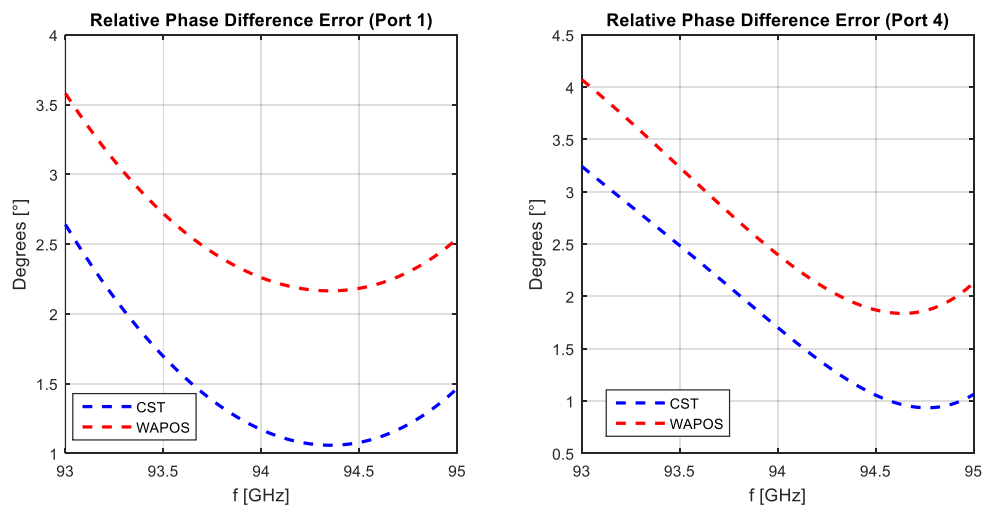


Figura 3.42: Error en las fases relativas del acoplador de 11 secciones con *FEM-2D* y *CST*

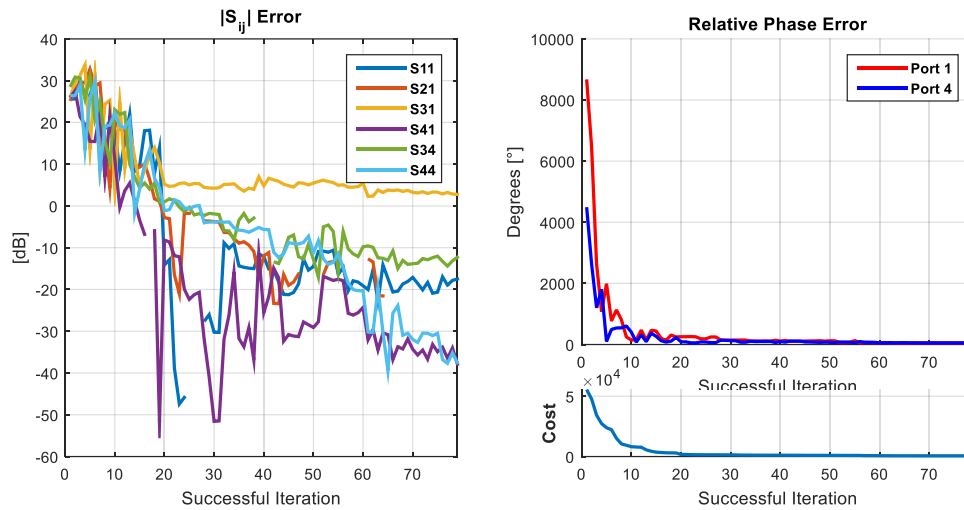


Figura 3.43: Evolución de la optimización del algoritmo genético del acoplador de 11 secciones

3.2.6.6 Acoplador en plano E de 13 Secciones

Por último, se presentan los resultados del acoplador de 13 secciones entre la Figura 3.44 y la Figura 3.49.

Tabla 3.12: Dimensiones del acoplador de 13 secciones

	Sección						
	1 y 13	2 y 12	3 y 11	4 y 10	5 y 9	6 y 8	7
Length (mm)	4.93	3.28	3.72	3.67	3.62	4.99	3.61
Width (mm)	1.3	0.87	0.69	0.71	1.45	0.77	0.77
Offset (mm)	-0.71	0.06	-0.46	-0.29	-0.61	0.33	-0.52
Gap Y (mm)	0.79						

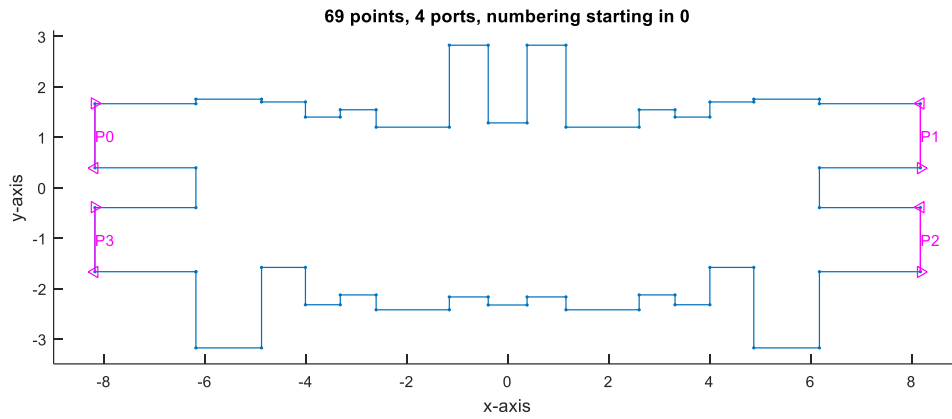
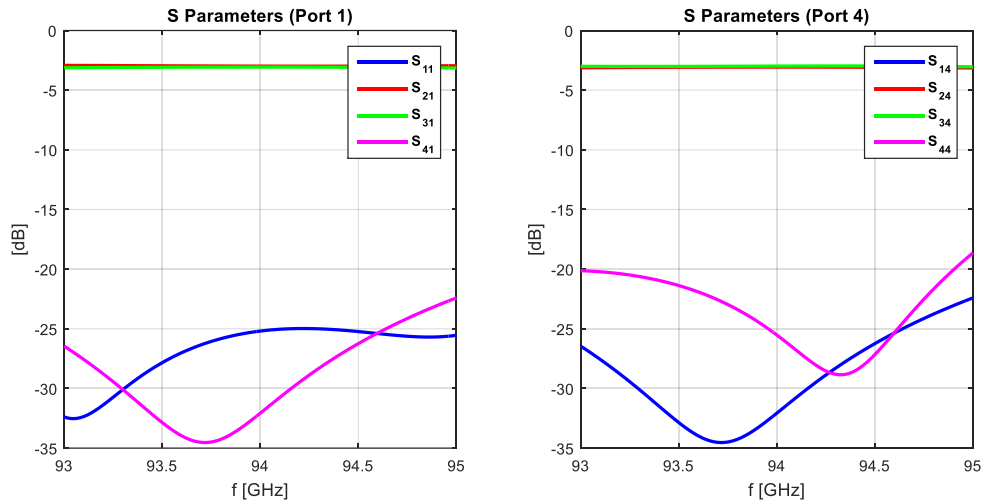
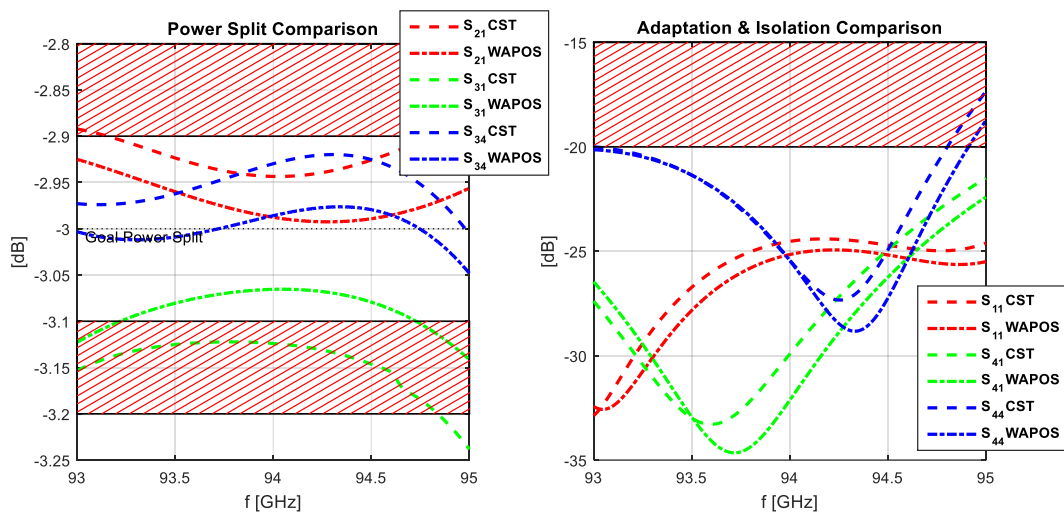
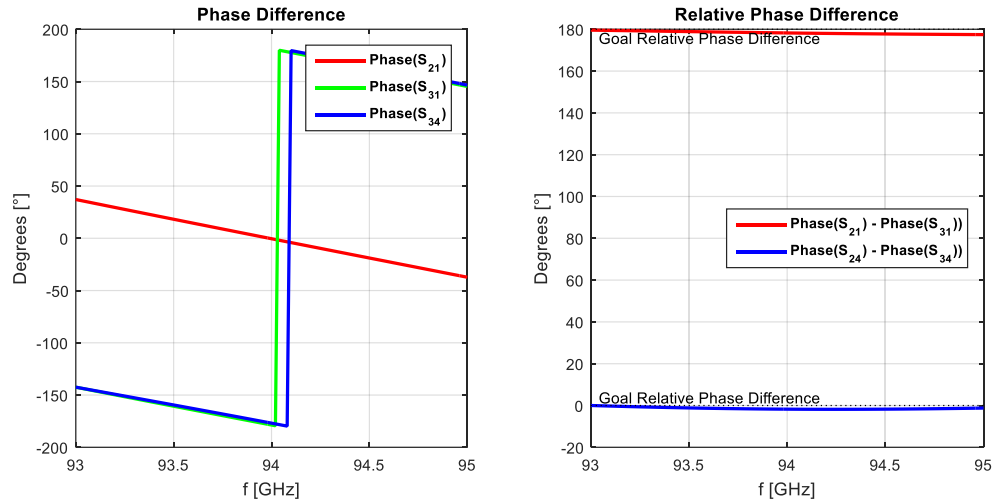
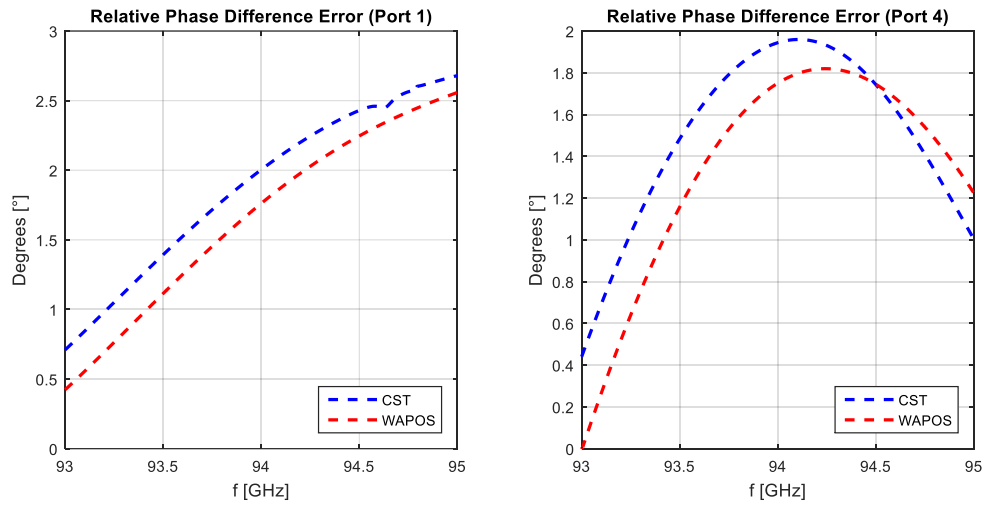


Figura 3.44: Perfil del acoplador de 13 secciones

Figura 3.45: Parámetros S del acoplador de 13 secciones con *FEM-2D*Figura 3.46: Reparto de potencia, aislamiento y adaptación del acoplador de 13 secciones con *FEM-2D* y *CST*


 Figura 3.47: Fases del acoplador de 13 secciones con *FEM-2D*

 Figura 3.48: Error en las fases relativas del acoplador de 13 secciones con *FEM-2D* y *CST*

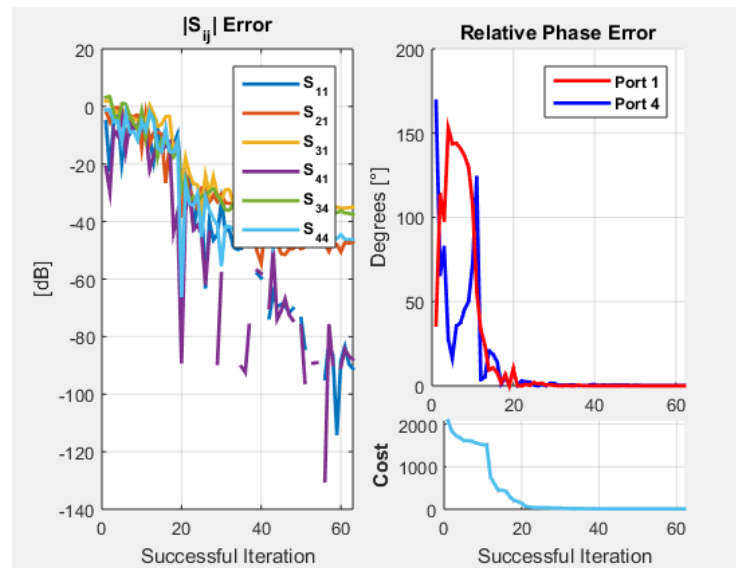


Figura 3.49: Evolución de la optimización del algoritmo genético del acoplador de 13 secciones

3.2.6.7 Comparativa

Atendiendo a los resultados anteriores, se va a proceder a comparar las prestaciones de los distintos acopladores. Para ello, se mostrará en una misma gráfica cada parámetro de interés de los mismos para intentar sacar conclusiones sobre el efecto del número de secciones.

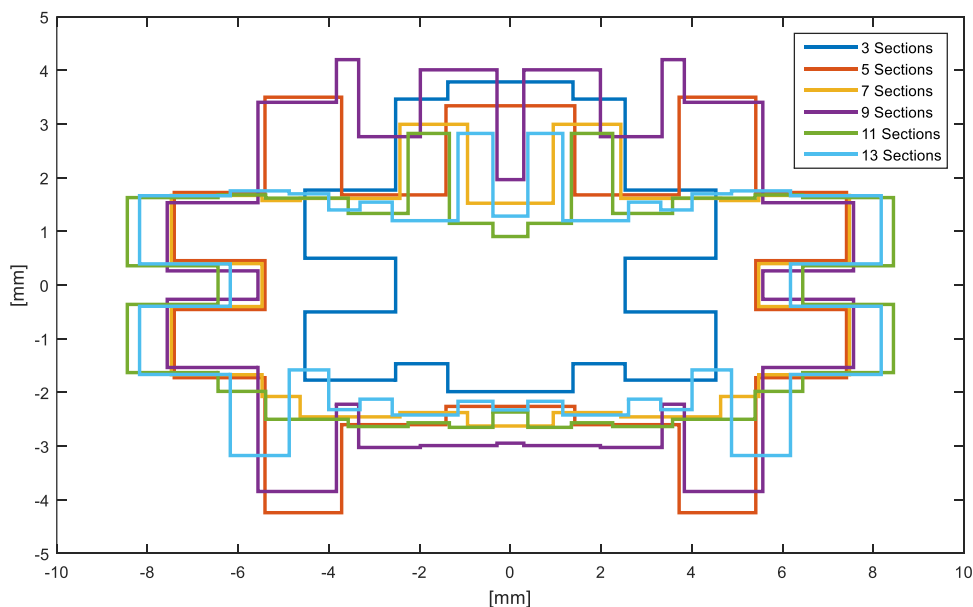


Figura 3.50: Comparativa del perfil de los distintos acopladores

Todos los acopladores van ganando en anchura al aumentar las secciones, pero la altura muestra más libertad. La distancia entre puertos adyacentes es en todos los casos similar (excepto en el de 3 secciones), aun cuando se le ha dado distintos grados de libertad en cada caso.

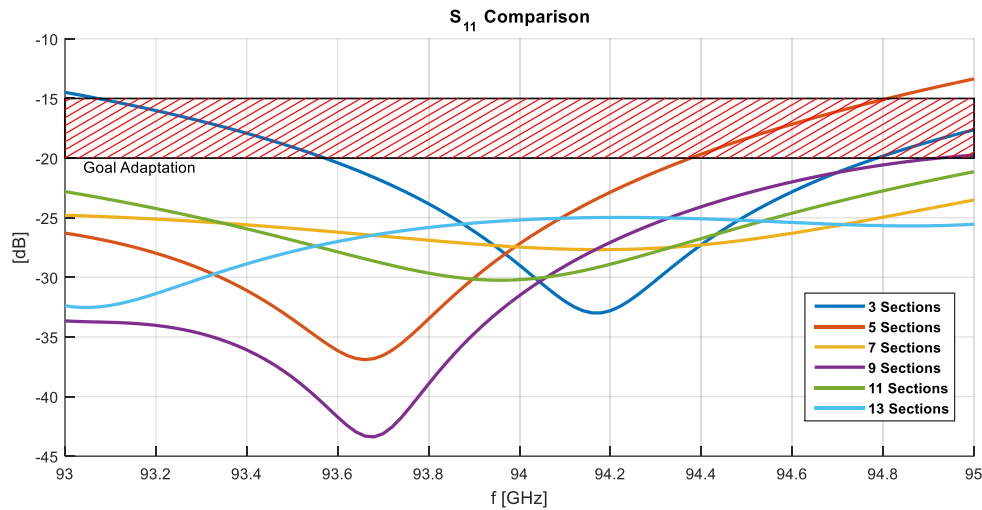


Figura 3.51: Comparativa de la adaptación de los distintos acopladores con *FEM-2D* (I)

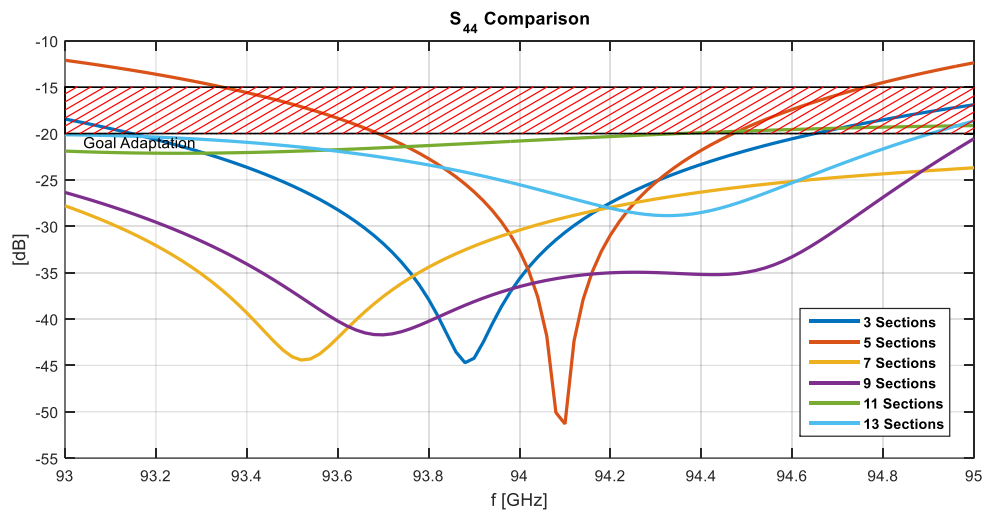


Figura 3.52: Comparativa de la adaptación de los distintos acopladores con *FEM-2D* (II)

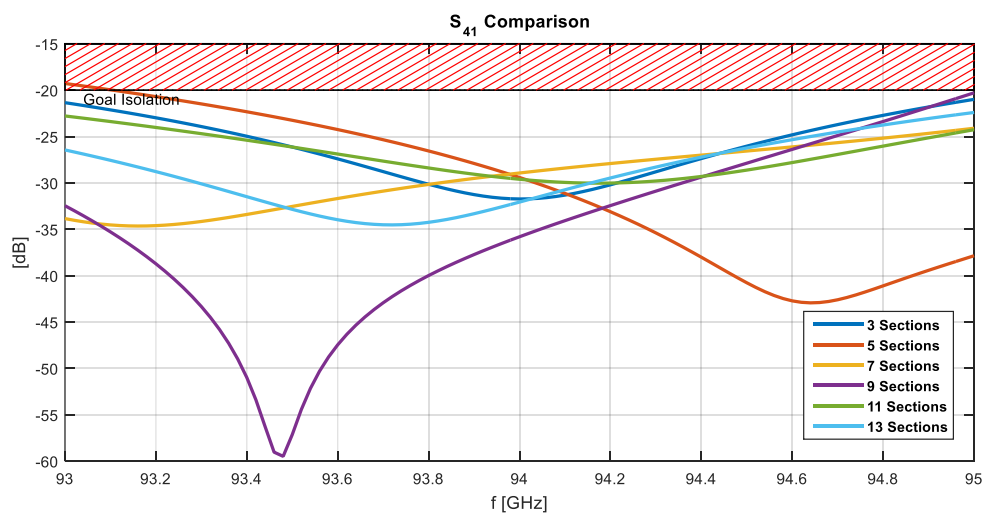


Figura 3.53: Comparativa del aislamiento de los distintos acopladores con *FEM-2D*

En términos de adaptación y aislamiento la mayoría excepto los de 3 y 5 secciones muestra un buen comportamiento ya que los parámetros se encuentran por debajo del

límite superior. El de 3 secciones, debido a los pocos grados de libertad de que dispone no cumple con la adaptación rebasando el límite, en la puerta 1. Algo parecido ocurre con el de 5 secciones. El mejor en este aspecto es el de 9 secciones, que cumple sobradamente.

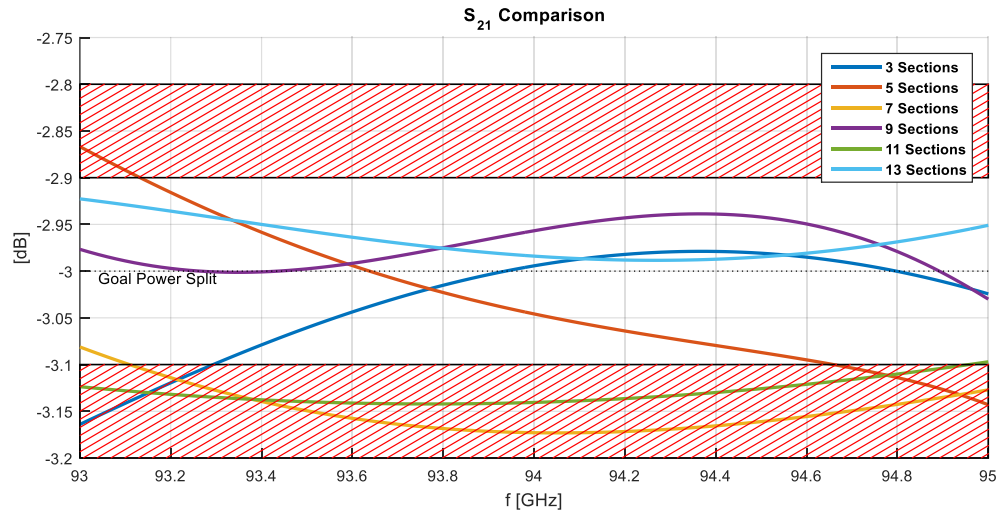


Figura 3.54: Comparativa del reparto de potencia de los distintos acopladores con *FEM-2D (I)*

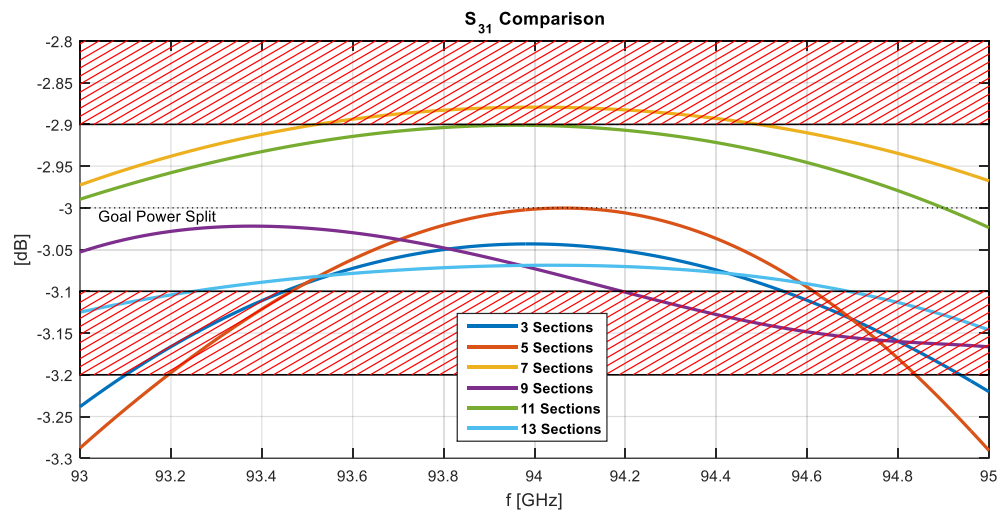


Figura 3.55: Comparativa del reparto de potencia de los distintos acopladores con *FEM-2D (II)*

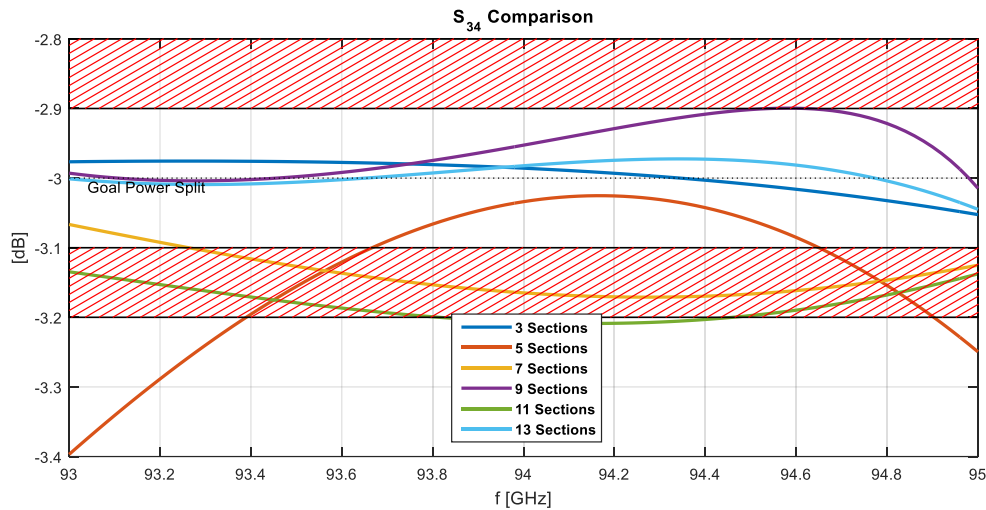


Figura 3.56: Comparativa del reparto de potencia de los distintos acopladores con *FEM-2D* (III)

Con respecto al reparto de potencia, de nuevo los de 3 y 5 secciones son los que salen peor parados. Como novedad, los de 7 y 11 se alejan más que el de 13 del valor ideal. Mientras que el de 9 sigue mostrando el mejor resultado.

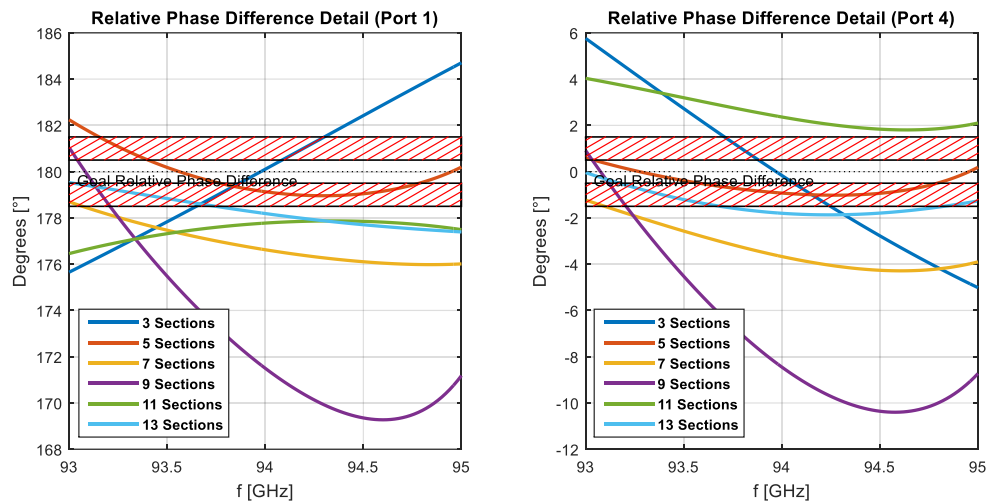
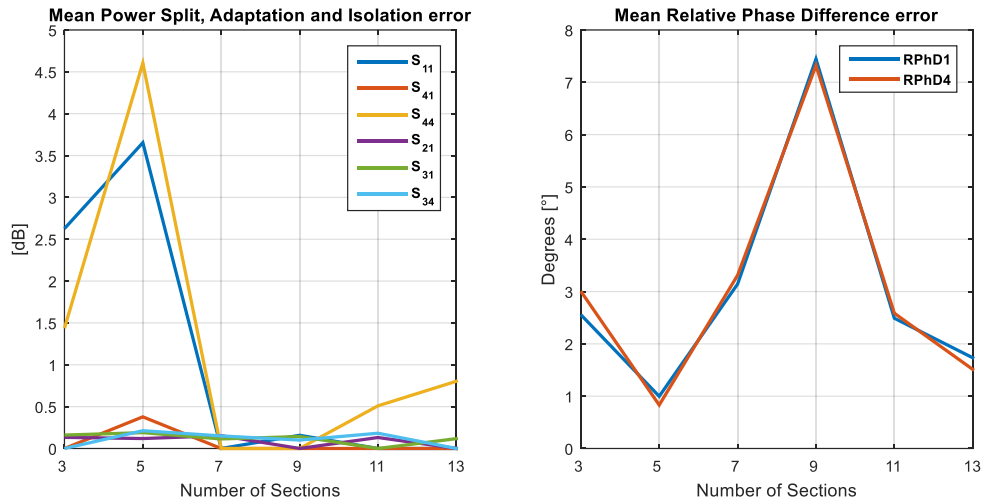


Figura 3.57: Comparativa del desfase relativo de los distintos acopladores con *FEM-2D*

Por último, en términos de desfase relativo los de 3 y 9 secciones muestran un rendimiento bastante pobre en este aspecto, alejándose del objetivo hasta 10°. El resto de acopladores muestra un comportamiento más constante en frecuencia, siendo el más estable el de 13 secciones, variando un máximo de 2° en toda la banda. Los de 5 y 11 también muestra esta propiedad, pero de media están claramente más alejado de la zona deseable. El próximo mejor resultado corresponde al de 7 secciones.

La figura y tabla siguientes intentan resumir las características de los acopladores calculando el error medio de cada parámetro. Este error se computa cuando dicho parámetro se encuentra fuera de su máscara correspondiente; en caso contrario se toma como nulo.

Figura 3.58: Error medio de cada acoplador con *FEM-2D*Tabla 3.13: Error medio de los distintos acopladores con *FEM-2D*

		Error en magnitud [dB]						Error en fase [°]			
		S_{11}	S_{41}	S_{44}	S_{21}	S_{31}	S_{34}	Σ	RPhD1	RPhD4	
nSections	3	2.6	0	1.36	0.13	0.16	0	4.26	2.58	3	5.58
	5	3.65	0.38	4.6	0.12	0.19	0.15	9.15	1	0.83	1.82
	7	0	0	0	0.16	0.12	0.16	0.44	3.15	3.32	6.47
	9	0.06	0	0	0	0.14	0	0.2	7.28	7.23	14.51
	11	0	0	0.54	0.13	0.10	0.19	0.96	2.48	2.57	5.05
	13	0	0	0.64	0	0.11	0	0.75	1.70	1.47	3.17

A la vista de los resultados, los acopladores más cercanos a los objetivos marcados en la Tabla 3.4 en términos de reparto de potencia los son los de 9, 7 y 13 secciones, mientras que fijándose en la fase el orden sería 5, 13, 11 y 3. Teniendo esto en cuenta, el más equilibrado es el de 7 secciones seguido por el de 13 y 11. El de 9 muestra muy buen reparto de potencias y adaptación, pero eso repercute en un peor desfase relativo que no es tolerable por lo que hay que acabar descartándolo. Los de 3 y 5 quedan invalidados automáticamente por su alto error de fase y transmisión respectivamente.

3.2.6.8 Conclusiones del diseño del nuevo acoplador híbrido de 180° en plano E

La aproximación al problema de utilizar una simulación rápida y que ofrezca resultados aproximados al comportamiento real ha resultado ser válida, pues de esta forma se han obtenido en un tiempo razonable una parte de los acopladores analizados.

Los acopladores de pocas secciones permiten ajustar dos grupos de parámetros (reparto de potencia, adaptación/aislamiento y desfase relativo) simultáneamente, pero el tercer grupo se aleja del valor ideal sensiblemente. Por tanto, parece lógico que, a mayor número de secciones, mejores resultados se pueden conseguir potencialmente para cada grupo.

La idea intuitiva de que aumentar secciones añade grados de libertad para satisfacer los objetivos facilitando la convergencia a una solución válida parece ser cierta con un número bajo de secciones, sin embargo, a partir de siete se ha comprobado experimentalmente que las soluciones encontradas por el algoritmo no son necesariamente mucho mejores que aquellas arrojadas conforme aumenta el número de secciones. Esto es algo a tener en cuenta pues reduce la complejidad necesaria para realizar un diseño aceptable.

En cuanto a la forma de computar el error de cada parámetro, no se han encontrado diferencias remarcables entre la suma y la media. La media al cuadrado sí varía el resultado del algoritmo debido a que se ve influenciado mucho más por el error de fase que por el resto. La causa de esto es la naturaleza de los distintos parámetros a ponderar: mientras que los módulos de los parámetros S oscilan entre 0 y 1, el error de fase puede llegar a alcanzar un valor de 180° . Esta diferencia se ve potenciada aún más si se toma el cuadrado del error, causando que el algoritmo tienda a ajustar la fase ignorando el resto de parámetros aunque las ponderaciones W_i intenten revertir este fenómeno.

Hay que destacar que este tipo de acoplador, con la topología utilizada, no se encuentra en la literatura técnica, y se ha abordado su diseño en este trabajo por primera vez.

3.3 Diseño de los codos de la red comparadora

Debido a la forma que ha de tomar la red, es inevitable el introducir codos en plano E en las guías de onda que conecten los acopladores y en plano H en los puertos interiores. Pese a que en un principio puede parecer que su diseño es trivial, cualquier geometría no es válida, pues se corre el riesgo de que no transmitan la potencia correctamente, lastrando así el comportamiento de la red completa, aunque se cuente con un buen acoplador.

Para conseguir un buen comportamiento en las esquinas es necesario introducir un redondeo o achaflanado en las mismas que ayude a dirigir la potencia al puerto de salida haciendo la transición más suave, de lo contrario se corre el riesgo de que la mayor parte de la potencia entrante se vea reflejada.

En todos los casos los codos tendrán un ángulo de 90° , sin embargo, se ha comprobado que únicamente se necesita redondear la cara externa de la guía para conseguir buenos resultados, facilitando así su posible fabricación.

Respecto al modelado de los codos, se puede definir cualquier curvatura o achaflanado de una esquina escogiendo como vértices un número de puntos equiespaciados de un círculo de cierto radio que encajase en la esquina. Intuitivamente, el añadir más aristas a

dicha curvatura conseguirá un perfil más suave que mejorará la transmisión de potencia. El código de *MATLAB* que implementa este redondeo del perfil se explica en la sección 4.3. La Figura 3.59 muestra una esquina redondeada con 0, 1, 2 y 3 aristas y un radio $R = 2 \text{ mm}$ visualmente.

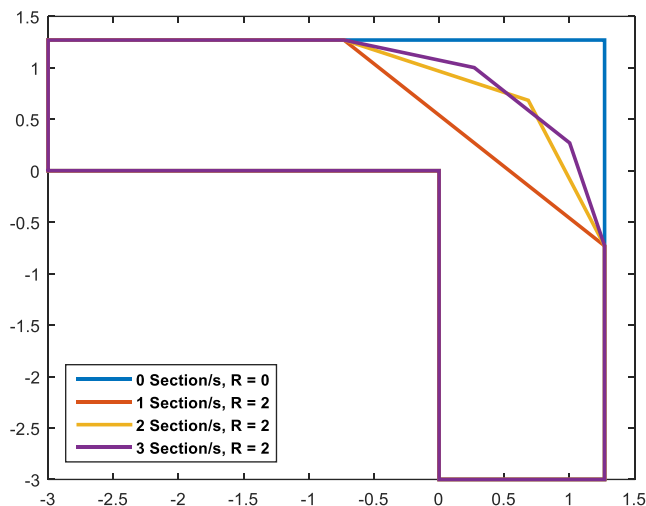


Figura 3.59: Ejemplo de redondeo de una esquina en plano E para varias aristas

El procedimiento para diseñar los codos (tanto en plano E como H) es similar a aquel seguido para el acoplador; sin embargo, dado que para cada número de divisiones existe un único parámetro para modelar la esquina (esto es, el radio de curvatura), se ha preferido optimizar directamente mediante algoritmos locales partiendo de un radio concreto; particularmente el algoritmo *Simplex* se ha mostrado efectivo para esta tarea. En este caso, el valor de la función de coste corresponde exclusivamente con la media de la adaptación en la banda de frecuencia, ya que al ser un elemento pasivo y con dos puertos se cumple la relación (2.12) y es suficiente para caracterizar la estructura. En cuanto al *FEM* aplicado, se ha optado por una simulación precisa de los resultados, ya que en una geometría tan sencilla el tiempo de cómputo es de unos pocos segundos. La Figura 3.60 muestra la variación de la función de coste en cada iteración exitosa del algoritmo para hasta cinco secciones y la Figura 3.61 recoge el resultado final en cada caso.

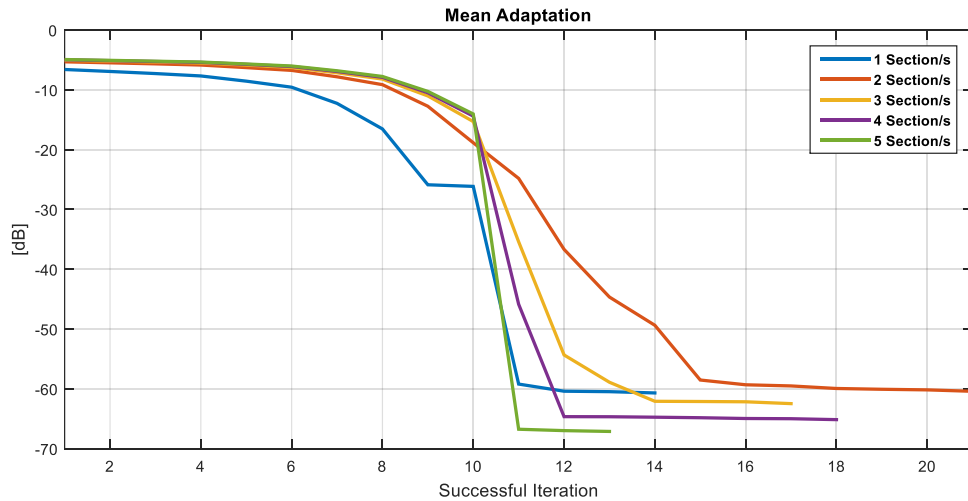


Figura 3.60: Evolución de la función de coste para una esquina en plano E de varias aristas con *FEM-2D*

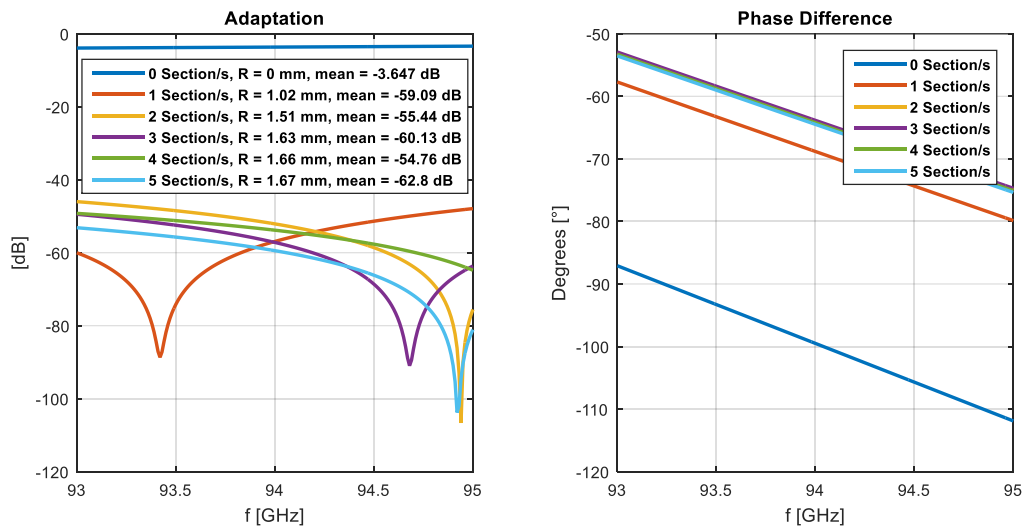


Figura 3.61: Adaptación y desfase para una esquina en plano E de varias secciones con *FEM-2D*

El efecto observado es que los codos influyen exclusivamente en la transmisión de potencia de la red (siempre por debajo de -40 dB) pero no en la fase en transmisión, que siempre resulta lineal en frecuencia. Por lo tanto, al usar los mismos codos en las guías de la red no se modifica el desfase relativo obtenido a la entrada de los acopladores interiores; dicho parámetro vendrá modulado en exclusiva por el acoplador exterior, pues la señal habrá recorrido exactamente los mismos codos para llegar a cada entrada de cada acoplador debido a la simetría de la red.

Se muestran a continuación los resultados para un codo de tipo plano H achaflanado de la misma manera entre la Figura 3.62 y la Figura 3.63.

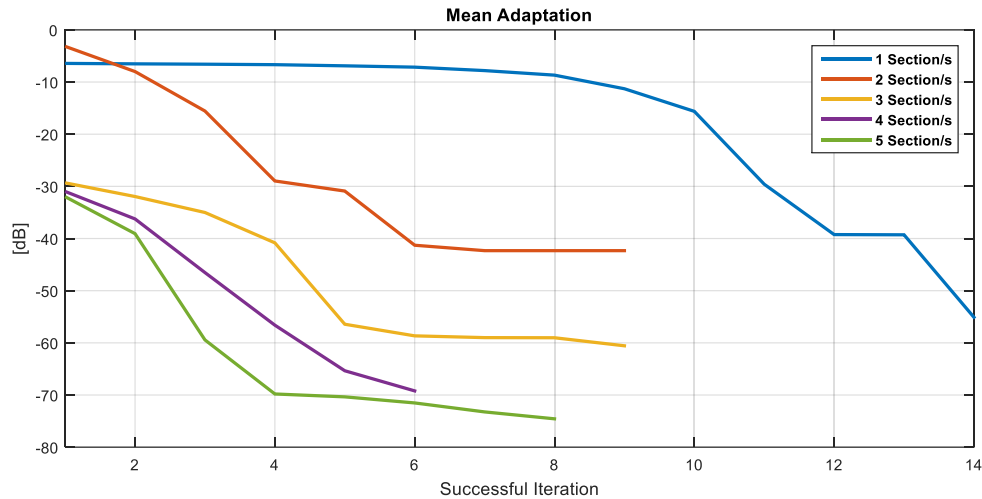


Figura 3.62: Evolución de la función de coste para una esquina en plano H de varias aristas con *FEM-2D*

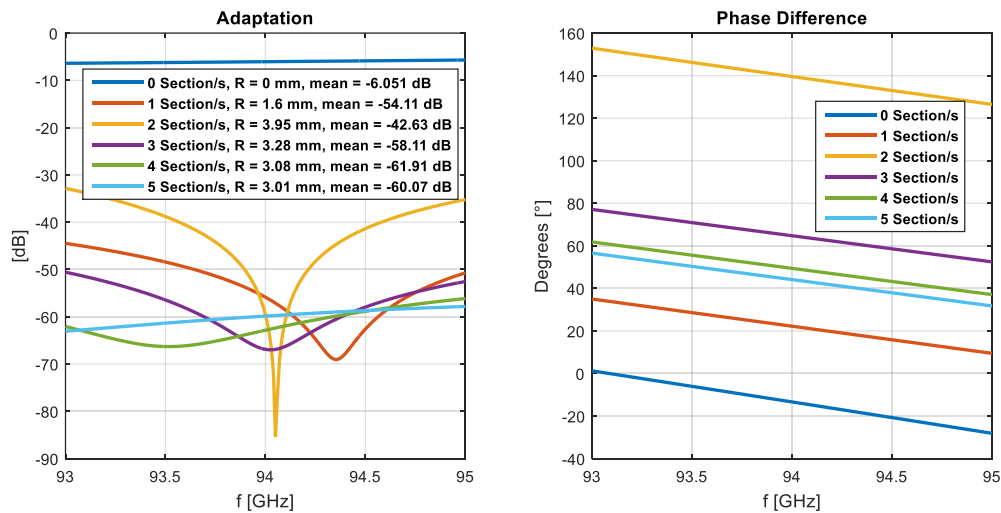


Figura 3.63: Adaptación y desfase para una esquina en plano H de varias secciones con *FEM-2D*

Las conclusiones extraídas son similares a aquellas para el plano E con un par de salvedades. Primero, en plano H la adaptación para dos secciones se aleja bastante de las de otros casos ofreciendo una media de 10 dB más. El resto de casos son equiparables con los equivalentes de plano E, ofreciendo adaptaciones por debajo de -60 dB. La otra diferencia radica en las fases, mientras que en el plano E convergían a cierto valor, en plano H esto no ocurre, y cada número de secciones arroja un desfase distinto. Al igual que antes, esto no es un problema ya que estas esquinas serán usadas en los puertos interiores y afectarán por igual a todos ellos, por lo que teóricamente no modificará los desfases relativos existentes entre los mismos.

3.4 Unión de los distintos elementos de la Red

A la hora de concatenar elementos en cascada (como guías de onda y acopladores) es necesario que las pérdidas de retorno individuales sean lo más bajas posibles para no empeorar la respuesta conjunta de los elementos unidos.

Así, en esta sección se recoge la respuesta del conjunto acoplador y brazos siguiendo el esquema de la sección 3.1. Los bloques básicos de la red serán pues acoplador, codo en plano E, codo en plano H y línea de transmisión, como se recoge en la Figura 3.64. Debido a la cantidad de acopladores generados solo se estudiará la red con el acoplador de 7 secciones, que ha resultado ser el más equilibrado según la Tabla 3.13 (pág. 62).

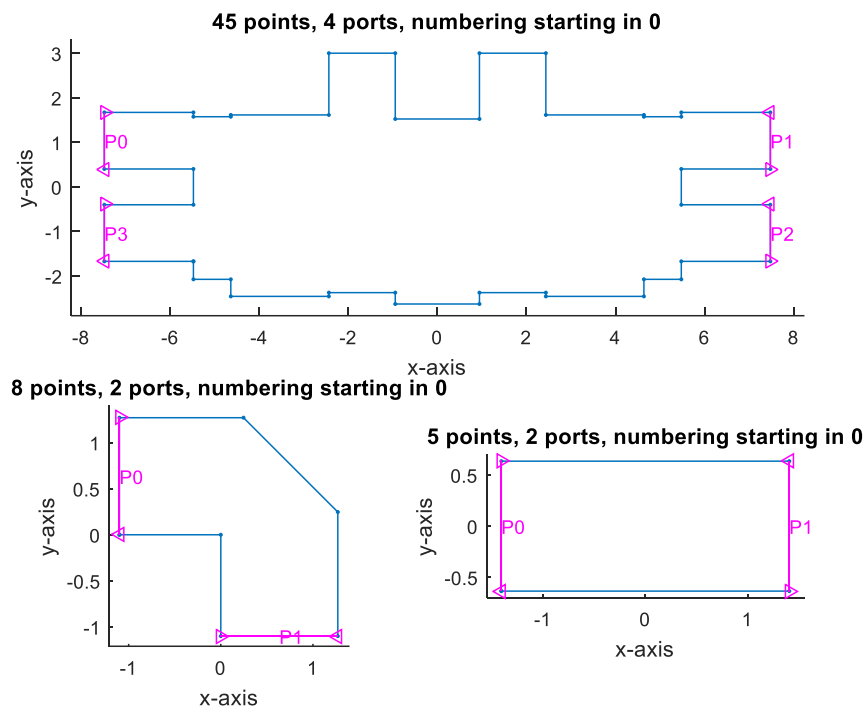


Figura 3.64: Bloques básicos de la red comparador en plano E: acoplador híbrido de 180° , codo y tramos de guías

3.4.1 Conjunto acoplador exterior y codos adyacentes

Una vez se tiene diseñado el acoplador y los codos hay que extraer su respuesta conjunta. La estructura resultante se muestra en la siguiente figura.

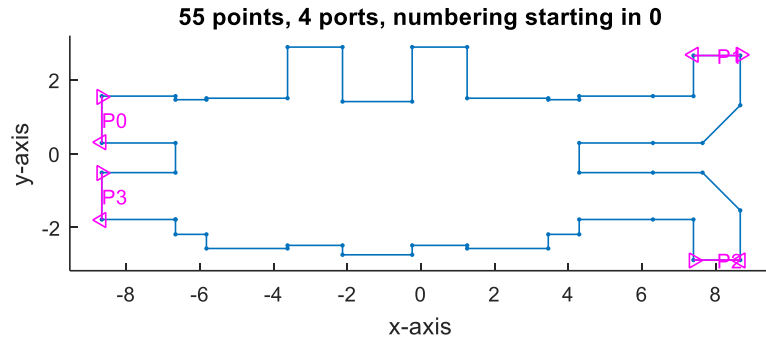


Figura 3.65: Perfil del conjunto acoplador exterior y codos

La respuesta de la misma simulando con *FEM-2D* (etiqueta *WAPOS*) y *CST* se recoge a continuación:

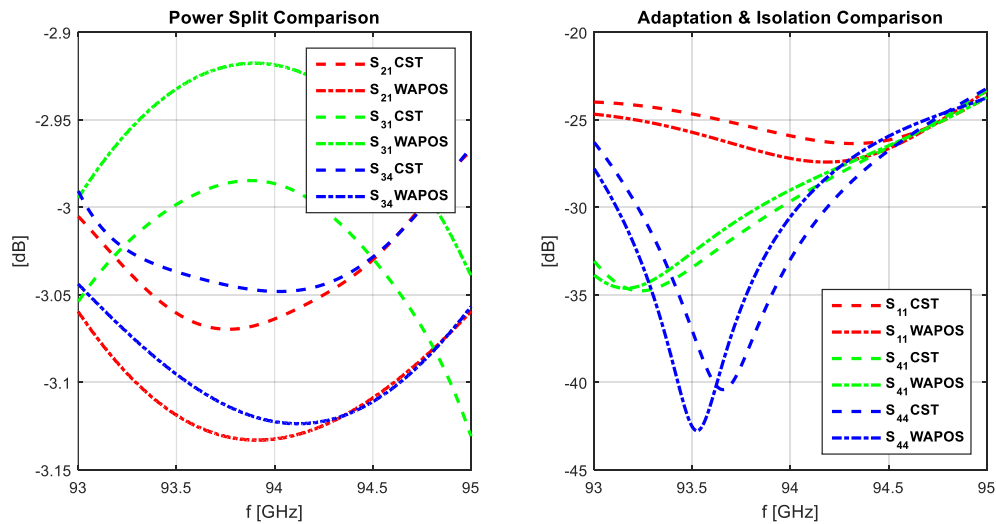


Figura 3.66: Comparativa de la respuesta del conjunto acoplador externo y codos con *FEM-2D* y *CST*

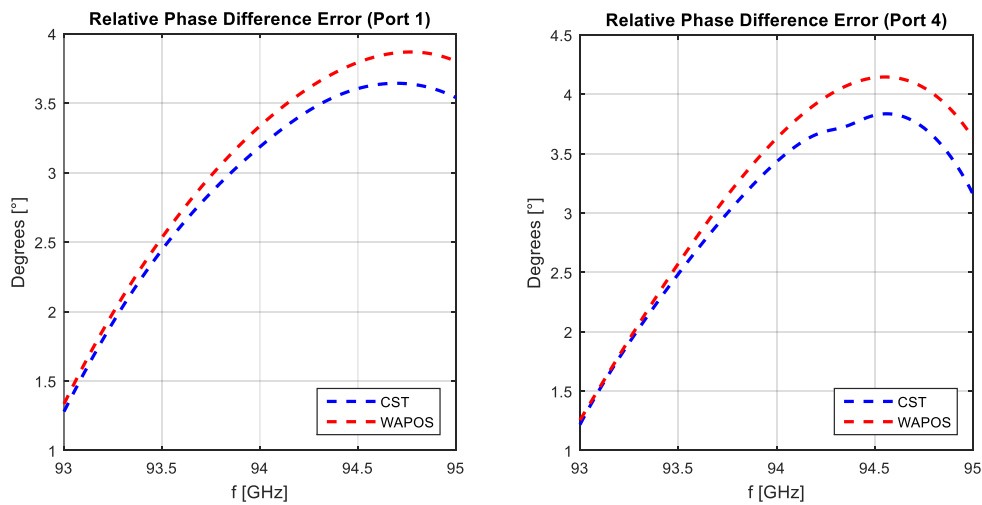


Figura 3.67: Comparativa entre el error de la respuesta del conjunto acoplador y brazos frente al acoplador con *FEM-2D* y *CST*

Como era de esperar, ambos softwares arrojan resultados similares; la diferencia más palpable es que en *CST* el reparto de potencia está más conseguido ya que se encuentra más cercano al valor objetivo. En términos de adaptación y aislamiento tampoco hay diferencias reseñables: el comportamiento en general es el mismo, variando ligeramente. Por último, en las fases relativas se aprecia una ligera desviación conforme aumenta la frecuencia de menos de un grado.

3.4.2 Conjunto acoplador interior y codos adyacentes

Esta configuración es idéntica a la anterior con la salvedad de que se le añaden dos juegos de esquinas: dos en plano E a continuación de los que ya había y dos en plano H. Debido a estos últimos, la estructura no se puede simular en *FEM-2D*, por lo que únicamente se mostrarán aquí los resultados en *CST*.

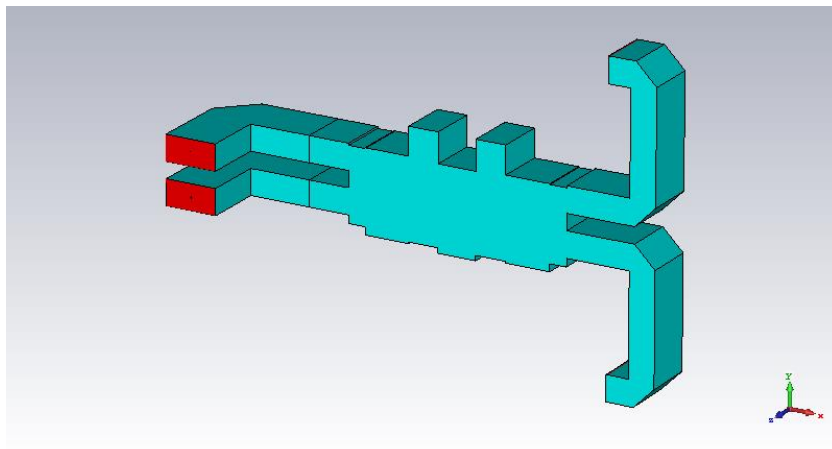


Figura 3.68: Conjunto acoplador interior y codos

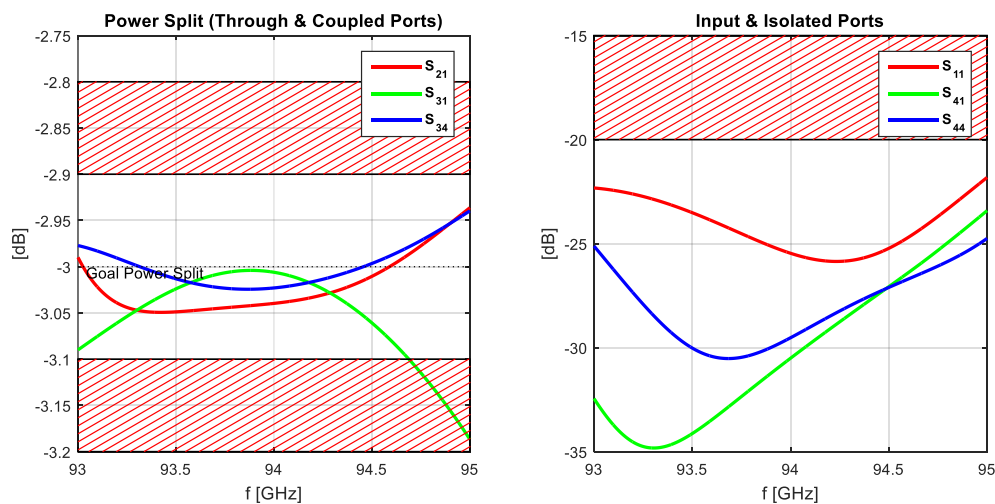


Figura 3.69: Reparto de potencia, adaptación y aislamiento del conjunto acoplador interior y codos en *CST*

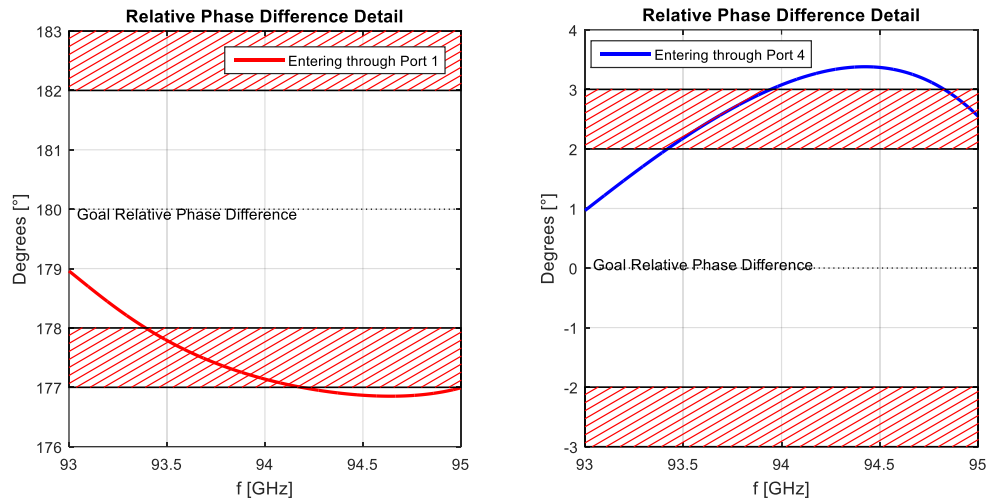


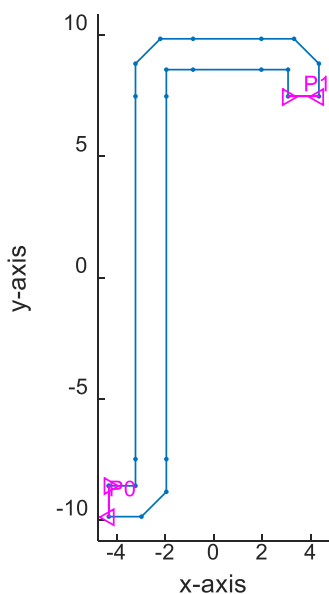
Figura 3.70: Detalle del desfase relativo del conjunto acoplador interior y codos en CST

De nuevo, el reparto de potencia se mantiene envuelto alrededor del valor objetivo y la adaptación y el aislamiento cumplen sobradamente. Sin embargo, el desfase relativo continúa ligeramente fuera de la banda objetivo. Este comportamiento es el esperado teniendo en cuenta el limitado efecto de los codos explicado en la sección 3.3.

3.4.3 Brazos de la red

Para conseguir la forma de los brazos requerida y poder juntar la salida de un acoplador con otro se necesita concatenar sucesivamente líneas de transmisión y codos. En particular, la secuencia de elementos tras la salida de los acopladores exteriores para cualquier número de aristas en los codos es como sigue: Codo E – Línea Vertical – Codo E – Línea Horizontal – Codo E. De esta forma se consigue la geometría expuesta en la Figura 3.71, donde el brazo se concatenaría por el puerto $P0$ al acoplador externo y el interno se uniría al puerto $P1$ del brazo.

22 points, 2 ports, numbering starting in 0



ResultadosPlanoE

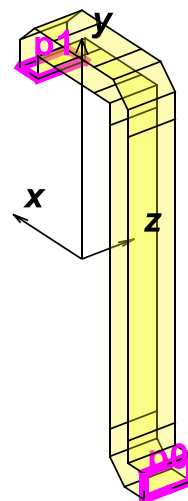


Figura 3.71: Perfil y vista 3D del brazo de la red con 1 sección

La primera línea tras el primer acoplador exterior (vertical) debe medir como mínimo lo mismo que él, ya que se le concatenará el acoplador interior al final del brazo y en consecuencia puede solaparse con el acoplador interior situado a otro lado del eje X en la Figura 3.71. Algo parecido ocurre con la longitud de la segunda línea (horizontal), pues si no tiene una longitud suficiente se corre el riesgo de que el acoplador concatenado se solape con el propio brazo. Por lo tanto, las dimensiones del brazo dependen de forma directa del tamaño máximo horizontal y vertical del acoplador a insertar en la red.

La respuesta del brazo con hasta cinco secciones de achaflanado en los codos se muestra a continuación.

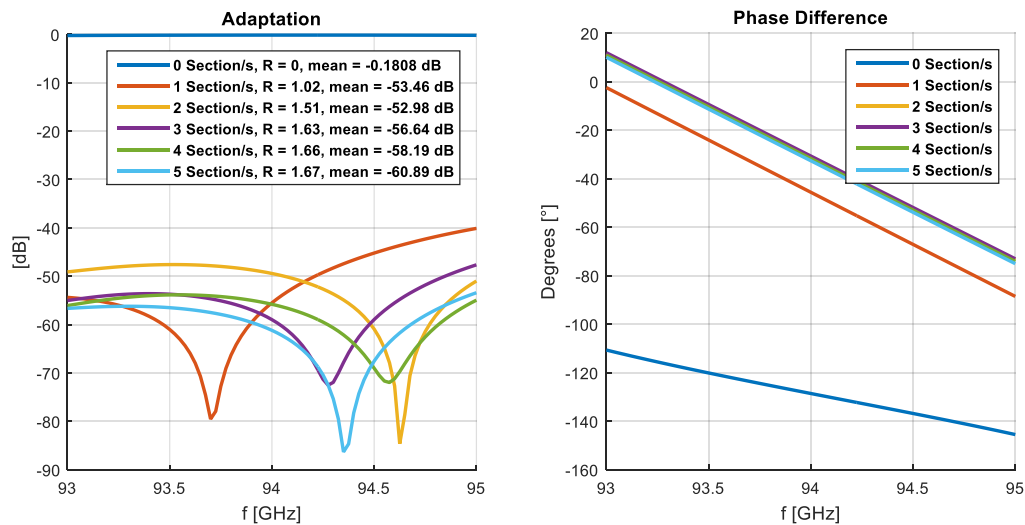


Figura 3.72: Respuesta del brazo de la red con codos de varias secciones con *FEM-2D*

Como era de esperar, la adaptación empeora ligeramente en comparación con el codo al ir concatenando elementos, en particular, para todos los casos que implican redondeo de la esquina excepto una sección, dichas pérdidas se encuentran por debajo de -40 dB, lo que constituye un buen resultado. Por otro lado, el comportamiento del brazo en general no mejora conforme aumenta el número de aristas empleadas en el redondeo de las esquinas, lo que ofrece cierta libertad para elegir el número de las mismas basándose en otros parámetros de interés que estén relacionados por ejemplo con la facilidad de fabricación.

3.4.4 Conjunto acoplador y brazos

El siguiente paso es juntar el acoplador externo con los brazos de la red evaluados en la sección anterior. Para reducir la cantidad de información a mostrar, se ha optado a partir de ahora por usar uno de los acopladores que ha presentado mejor respuesta y los codos más sencillos, es decir, acoplador de siete secciones y codos en plano E y H de una. La estructura se muestra en la Figura 3.73.

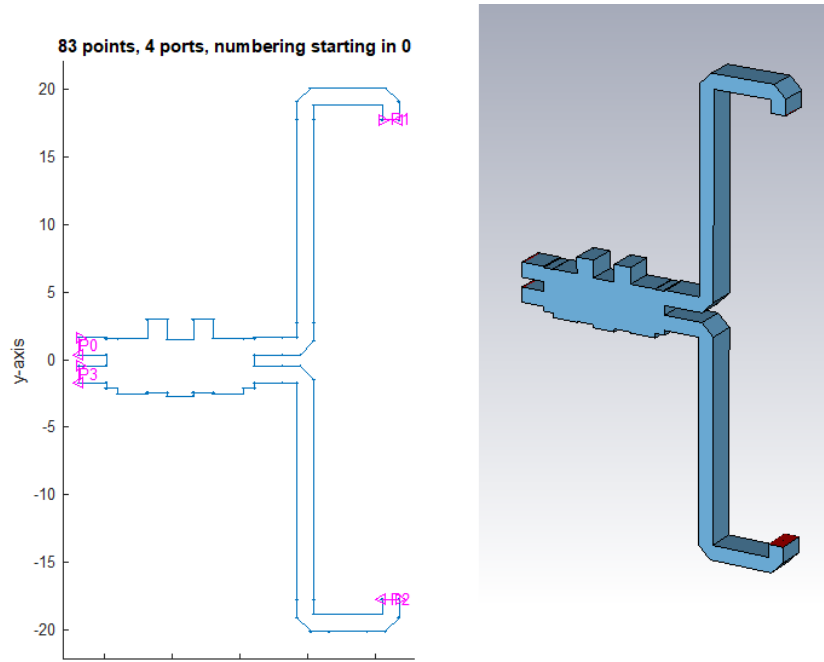


Figura 3.73: Perfil y vista 3D del conjunto acoplador y brazos

La diferencia en la respuesta del acoplador frente a la del conjunto se resume en las siguientes figuras.

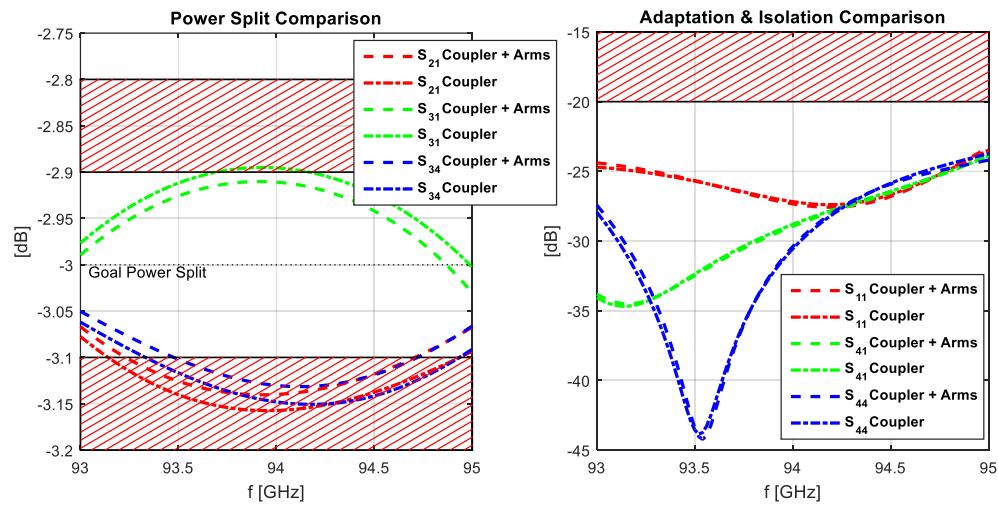


Figura 3.74: Comparativa entre la respuesta del conjunto acoplador y brazos frente al acoplador con *FEM-2D*

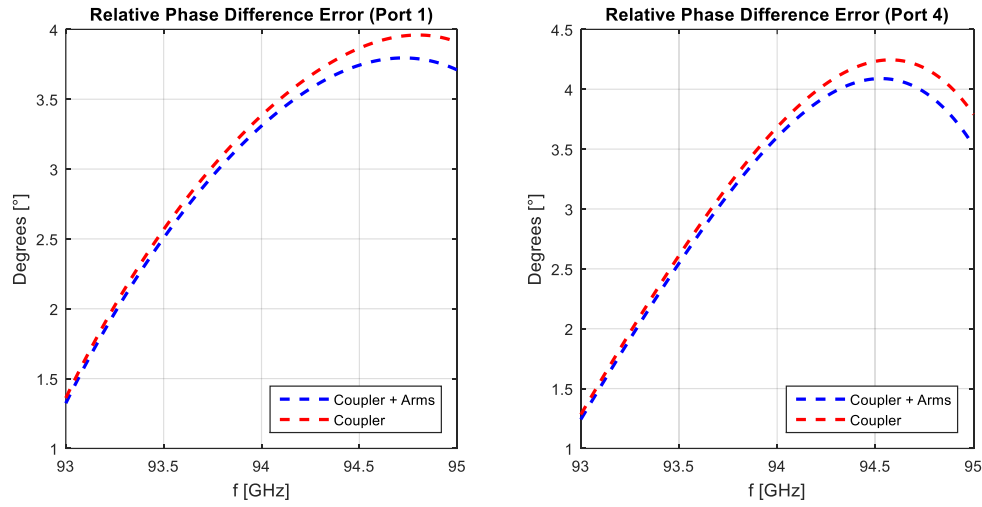


Figura 3.75: Error de las fases relativas del conjunto acoplador y brazos frente al acoplador con *FEM-2D*

Se aprecia que la respuesta apenas varía en comparación con aquella del acoplador debido a la optimización llevada a cabo en el diseño del brazo. En particular, la fase no experimenta un cambio significativo en la simulación, mientras que el reparto de potencia permanece en la práctica intacto. Lo anterior se resume en la Tabla 3.14.

La comparativa con *CST* se muestra en la Figura 3.76 y la Figura 3.77.

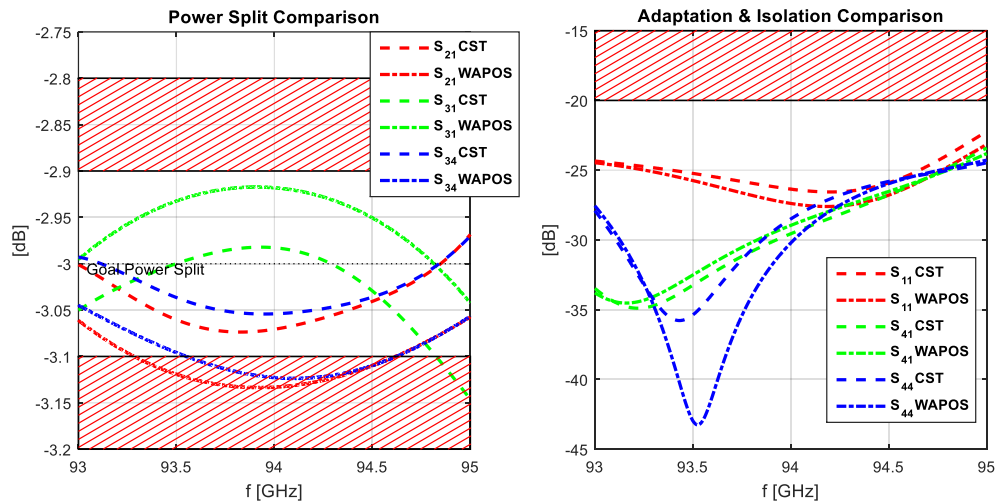


Figura 3.76: Comparativa en la respuesta del conjunto acoplador y brazos con *FEM-2D* y *CST*

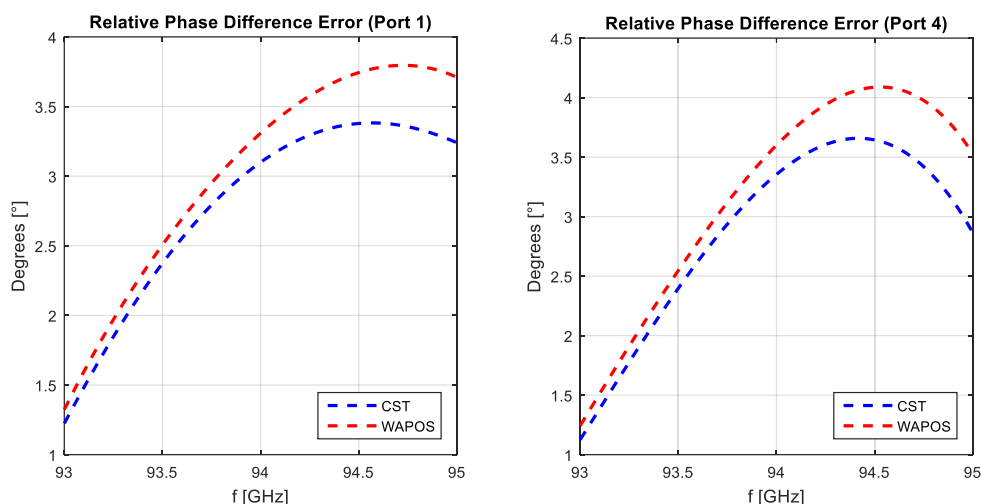


Figura 3.77: Comparativa del error de fase en la respuesta del conjunto acoplador y brazos con *FEM-2D* y *CST*

El reparto de potencia se mantiene prácticamente invariante en ambas simulaciones.

Tabla 3.14: Resumen de la variación media de las prestaciones del acoplador al concatenarle los brazos

	Error en magnitud [dB]							Error en fase [°]		
	S_{11}	S_{41}	S_{44}	S_{21}	S_{31}	S_{34}	Σ	RPhD1	RPhD4	Σ
Acoplador	0	0	0	0.14	0.1	0.13	0.37	3.67	3.89	7.56
Acoplador + Brazo (<i>FEM-2D</i>)	0	0	0	0.13	0	0.12	0.25	3.58	3.77	7.35
Acoplador + Brazo (<i>CST</i>)	0	0	0	0	0.12	0	0.12	3.28	3.43	6.72

De lo anterior se confirma que el impacto de concatenar los brazos al acoplador es en la práctica nulo.

3.4.5 Red completa

Una vez se tiene la estructura anterior diseñada se procede a duplicarla y unir ambas a través de dos acopladores como los de la sección 3.4.2 al final de los brazos superiores e inferiores para formar la red completa. El resultado se recoge en las siguientes figuras. Hay que destacar que las puertas de tanto los acopladores como de los codos plano E y H son todas en la guía estándar WR10, por lo que los tramos de guías de conexión son siempre en dicha guía estándar y no existen discontinuidades entre ellas. Para esta guía, la frecuencia de corte de los modos ya se puso en la Tabla 3.3 (pág. 34).

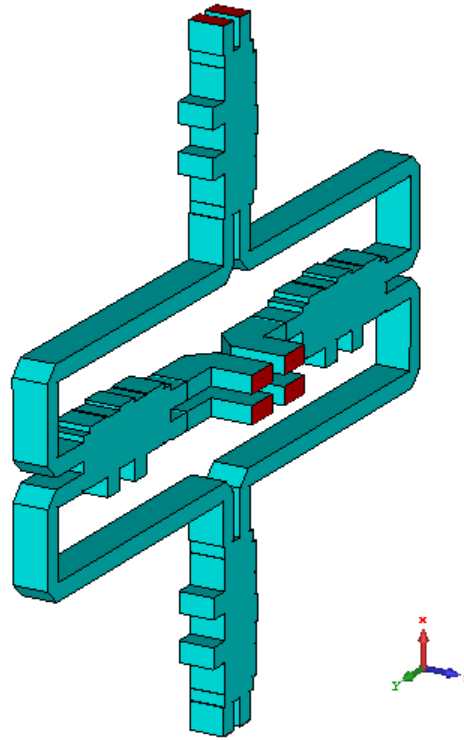


Figura 3.78: Vista 3D de la red completa

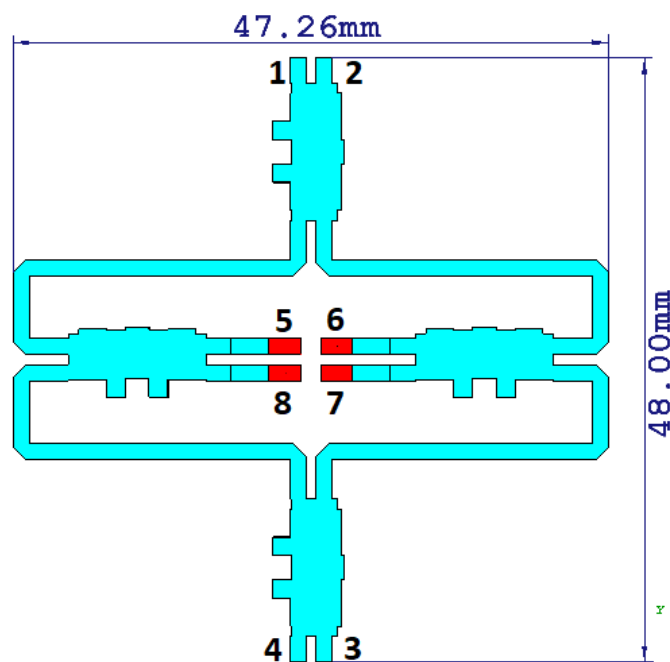


Figura 3.79: Perfil, dimensiones y puertos de la red completa

Ahora el número de puertos totales ha cambiado, por lo que hay que reformular los resultados a tener en cuenta de la estructura comparado con los puntos anteriores. En este caso los parámetros críticos son:

- Transmisión de potencia entre cada puerto exterior y los interiores
- Adaptación de cada puerto exterior (1 - 4)
- Aislamiento entre puertos exteriores (5 - 8)

- Desfase relativo entre los puertos interiores inyectando señal desde cada puerto exterior

Además, la aplicación *FEM-2D* implementada en *MATLAB* que posibilitaba calcular la respuesta de los diversos perfiles no permite evaluar estructuras cerradas como la red, es decir, estructuras cuyo perfil corresponda con dos contornos, exterior e interior, con puertos en ambos y que además no se toquen en ningún momento. A esto hay que sumarle que la red contiene elementos en plano H, por lo que a partir de aquí se van a presentar los resultados calculados con *CST Microwave Studio*.

El comportamiento de la red en este punto se resume en las siguientes figuras. Es importante recordar que el desfase relativo en los puertos interiores se obtiene comparando la fase del puerto 5 con la de los otros tres.

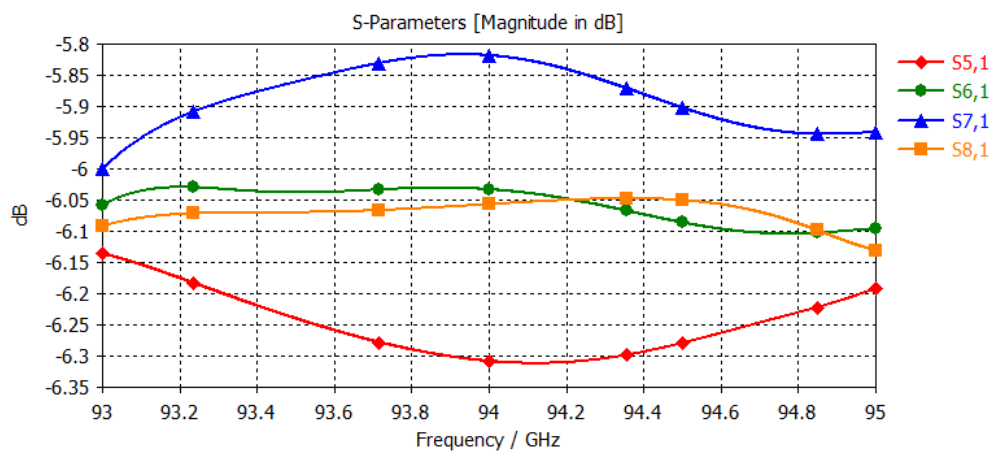


Figura 3.80: Reparto de potencia de la red entrando por el puerto 1 en CST

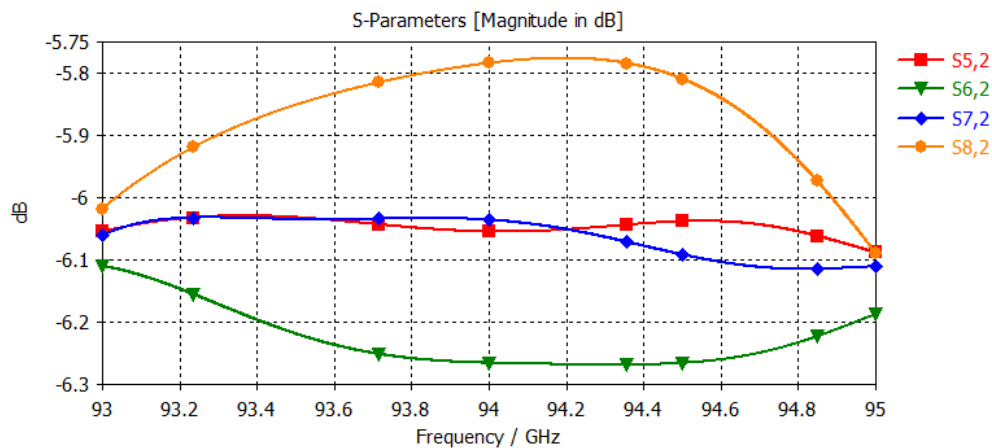


Figura 3.81: Reparto de potencia de la red entrando por el puerto 2 en CST

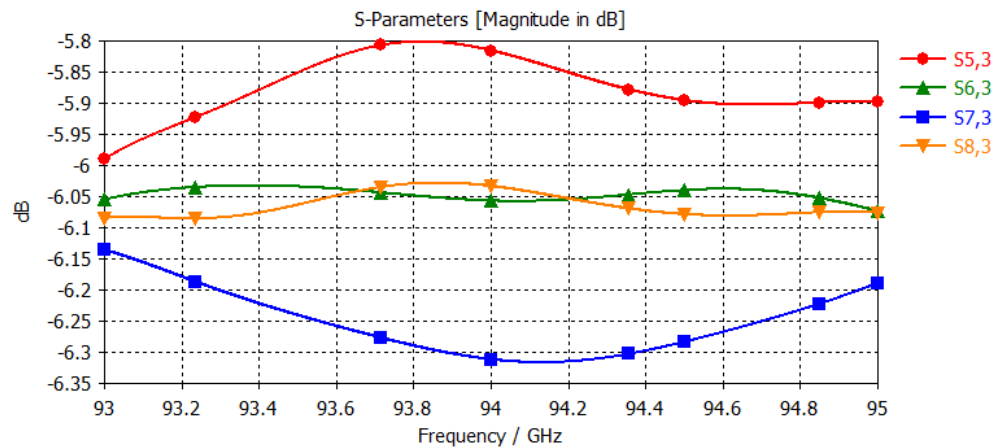


Figura 3.82: Reparto de potencia de la red entrando por el puerto 3 en CST

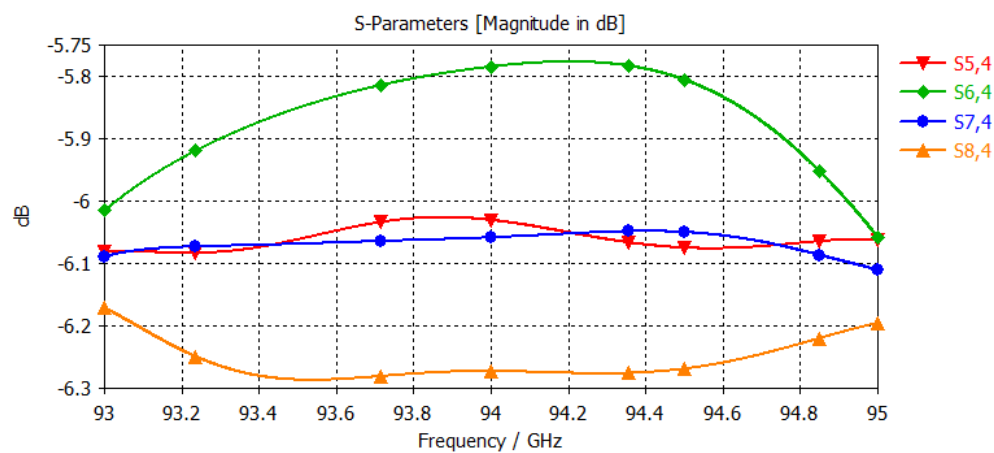


Figura 3.83: Reparto de potencia de la red entrando por el puerto 4 en CST

A juzgar por los resultados, el comportamiento no difiere en exceso del buscado, con un reparto de potencia en los puertos interiores muy cercano a los -6 dB muy similar alimentando por cada puerta exterior (1, 2, 3 y 4).

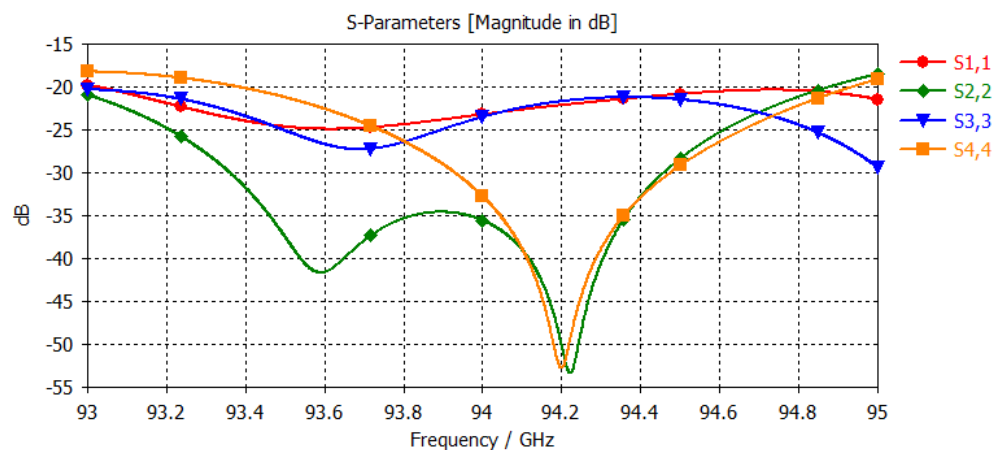


Figura 3.84: Adaptación de la red en CST

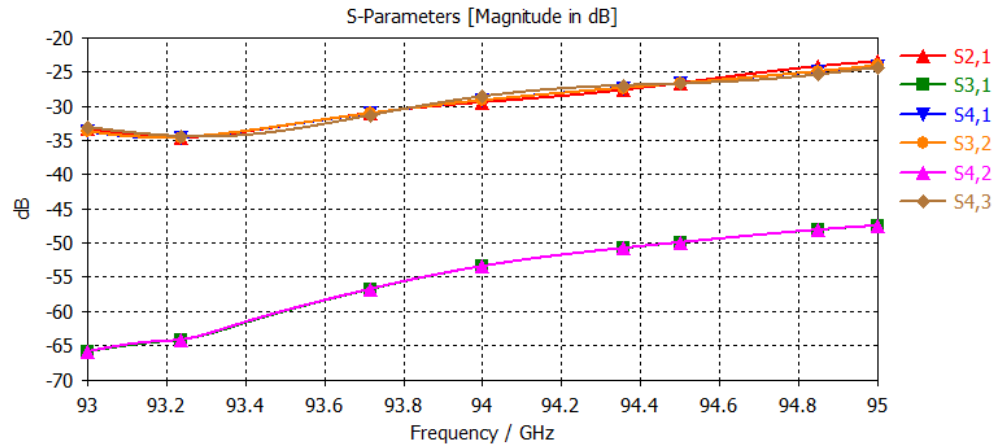


Figura 3.85: Aislamiento de la red en CST

El aislamiento muestra en general un buen comportamiento estando por debajo de -25 dB en casi toda la banda y la adaptación por el contrario sobrepasa ligeramente los -20 dB en ambos extremos.

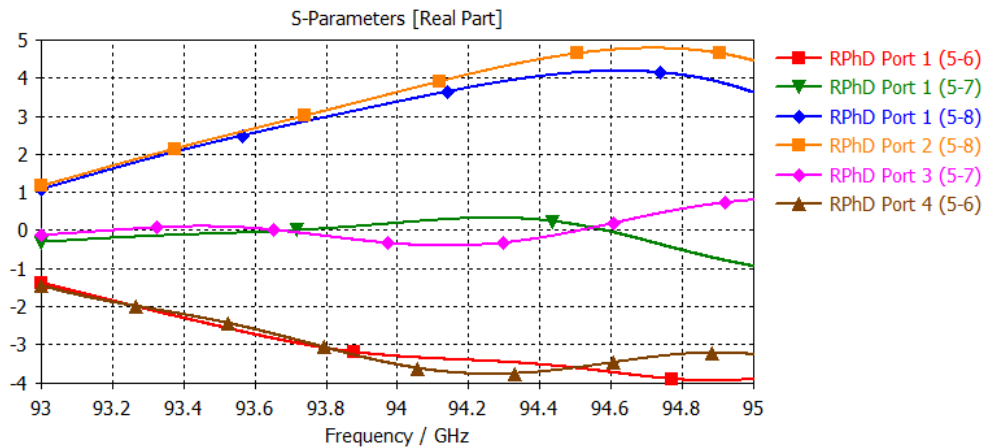


Figura 3.86: Diferencia de fase relativa de 0° de la red en CST

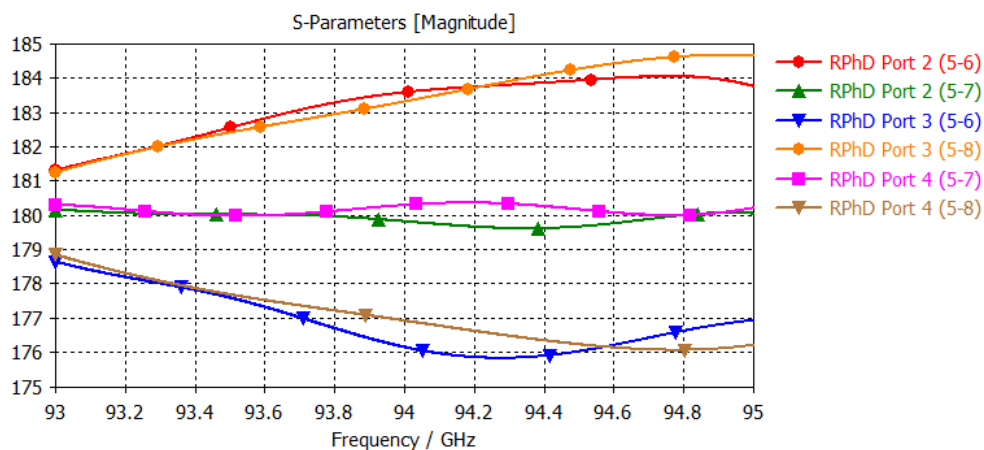


Figura 3.87: Diferencia de fase relativa de 180° de la red en CST

Las fases relativas se mantienen en torno a los valores deseados con una desviación siempre menor de 5°.

El error del reparto de potencia se ve en la Figura 3.88. En ella se aprecia cómo éste apenas sobrepasa los 0.3 dB , mientras que para el acoplador de 7 secciones el error máximo era de 0.1 dB según *CST* (sección 3.2.6.3, Figura 3.28, pág. 49).

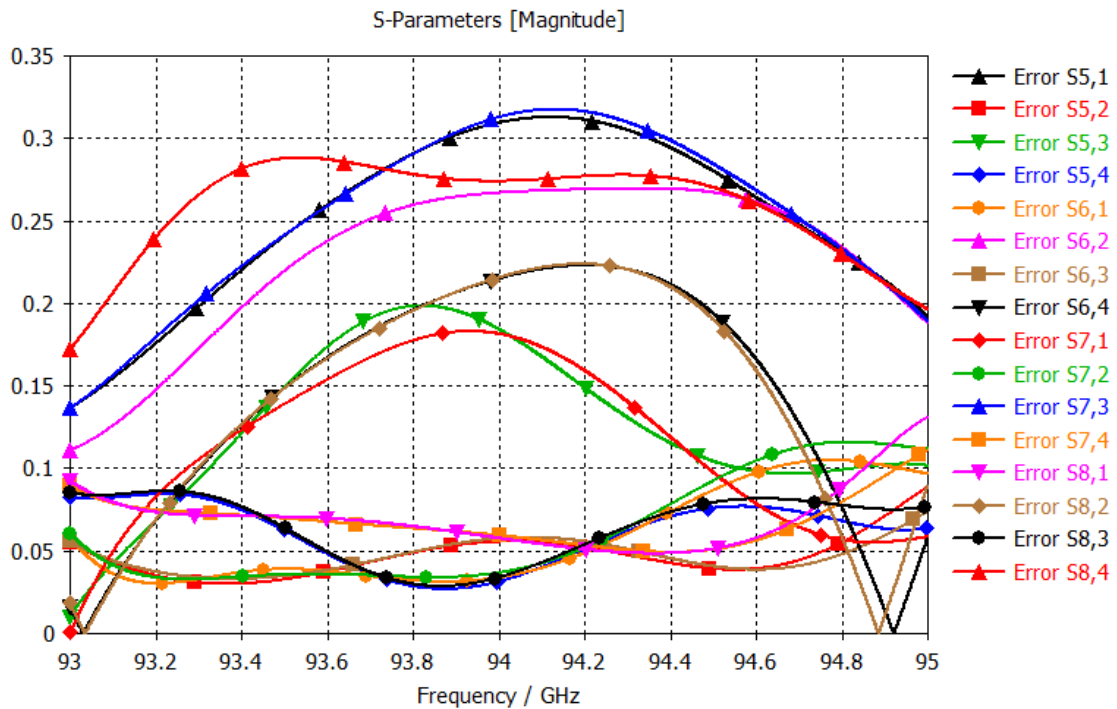


Figura 3.88: Error absoluto del reparto de potencia de la red en CST

El error se ha computado respecto al valor ideal, sin aplicar una máscara. Se ve que el reparto de potencia está bastante conseguido, excepto en el S_{51} (negro) y S_{73} (azul), que sobrepasan los 0.3 dB de diferencia. El error del resto de parámetros se mantiene por debajo de ese valor.

Por otro lado, el error de la fase relativa entre el puerto 5 y el resto de los interiores para las puertas de entrada que requieren de 0° y 180° se recoge a continuación.

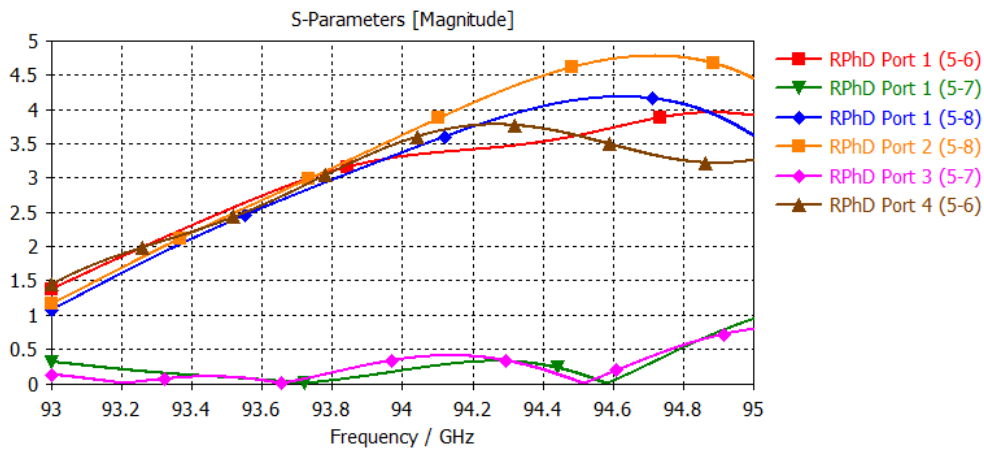


Figura 3.89: Error absoluto en el desfase relativo respecto al puerto 5 (0°) en CST

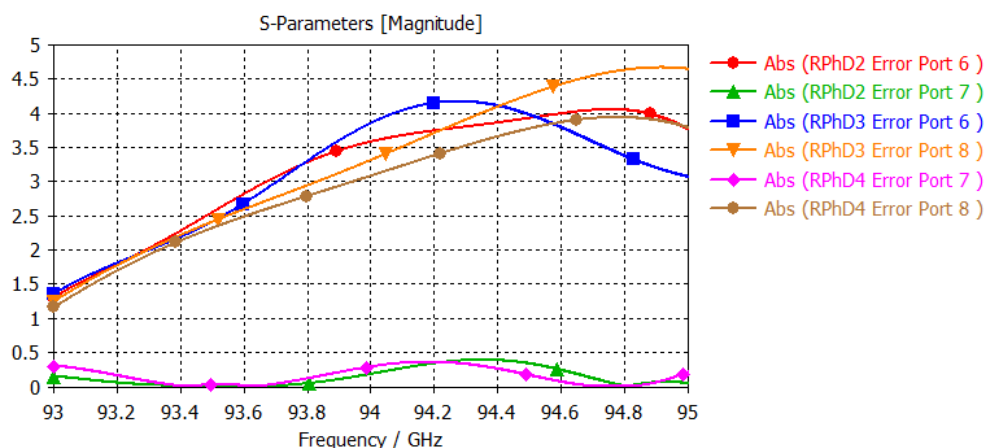


Figura 3.90: Error absoluto en el desfase relativo respecto al puerto 5 (180°) en CST

En ambos casos se reconocen dos grupos claramente diferenciados: el primero muestra un error máximo de casi 5° , mientras que el segundo oscila como mucho 1° respecto al objetivo.

En el primer caso, esto ocurre porque el desfase conseguido en el acoplador no es constante en frecuencia, de hecho, en la Figura 3.30 el error aumentaba conforme lo hacía la frecuencia, por lo que eso explicaría el comportamiento observado: el error se va acumulando al concatenar acopladores. Sin embargo, también puede cancelarse, como ocurre en el segundo grupo; es decir, en función del recorrido que se siga por la red, los desfases se sumarán de forma constructiva o destructiva. Para mitigar esto haría falta que el error de fase fuese lo más constante posible en frecuencia, de esta forma se compensaría la variabilidad de los errores, mejorando el comportamiento global de la red.

Por último, otra forma de comprobar los resultados de los desfases relativos en los puertos interiores es asegurarse de que el campo en dichos puertos cumple con aquel mostrado en la Figura 3.2, Figura 3.3 y Figura 3.4 cuando la red se excita desde el puerto correspondiente. En este caso, la relación entre las bocinas y los puertos correspondería a la que se recoge en la siguiente tabla.

Tabla 3.15: Correspondencia entre bocinas y puertos de la red

Entrada de Bocina	A	B	C	D
Puerto	5	6	7	8

Por lo tanto, el desfase relativo se obtendrá comparando la fase del puerto 5 (bocina A) con aquella del resto de puertos interiores.

De forma complementaria, para corroborar esto visualmente en CST se puede mostrar la intensidad de campo eléctrico en toda la red. Haciendo uso de esta característica, se obtienen los siguientes campos TE_{10} en los puertos a la frecuencia central de diseño (94 GHz):

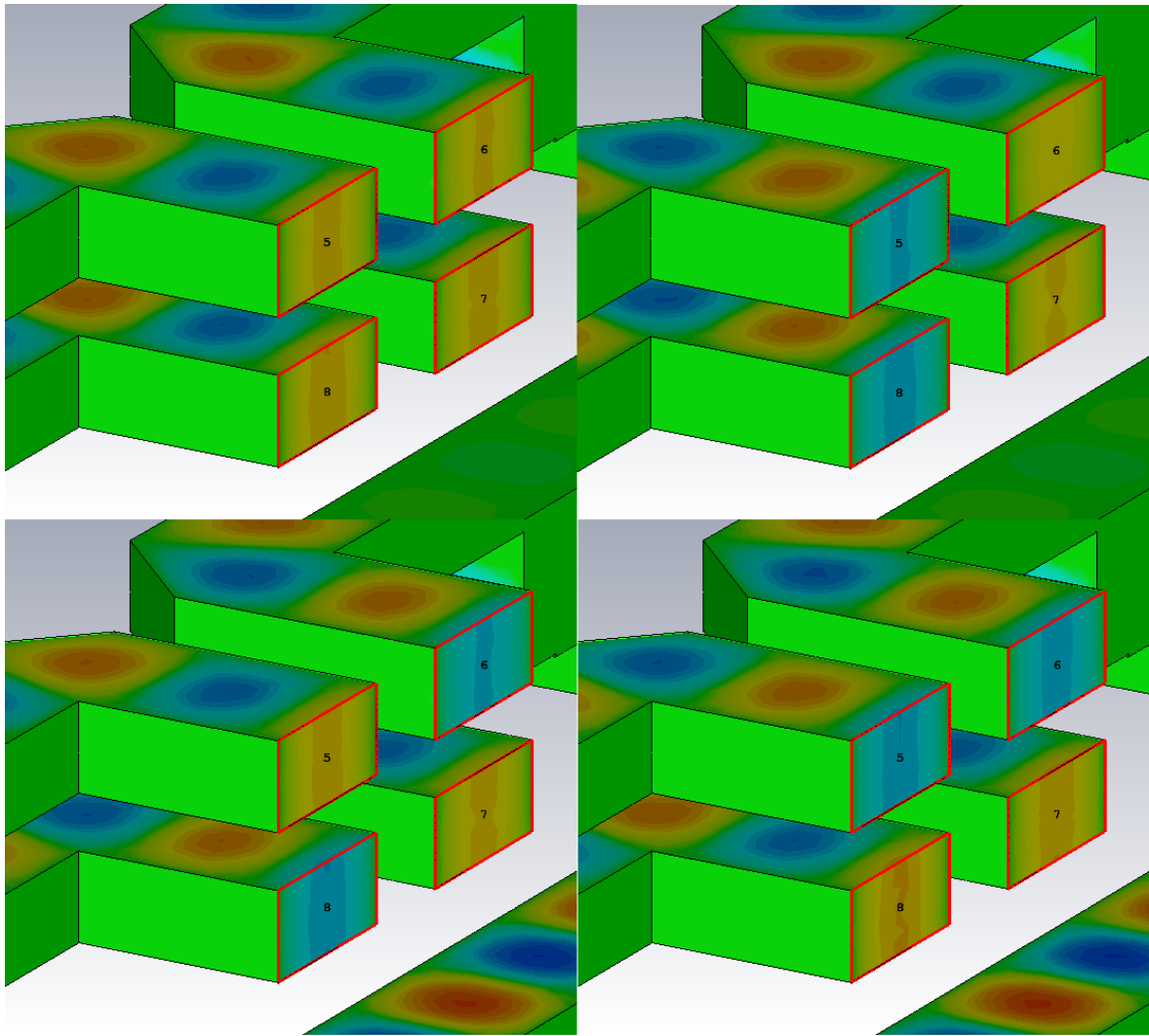


Figura 3.91: Desfase relativo 3D en los puertos interiores en CST. De izquierda a derecha y arriba a abajo: Suma, Diferencia Acimut, Diferencia Diagonal y Diferencia Elevación

4 Estudio de las imperfecciones introducidas por la técnica de mecanizado

4.1 Introducción

Debido al creciente desarrollo de la tecnología de impresión 3D, se ha facilitado enormemente la fabricación de elementos en guía de onda. Los detalles del proceso se pueden encontrar en [10]. Debido a dicha técnica de fabricación, o a otras más tradicionales de fresado convencional, las aristas de la guía de onda se verán suavizadas mostrando una forma redonda. Esta modificación en la geometría de las estructuras puede variar su comportamiento sensiblemente, por lo que en esta sección se muestra un breve estudio en *CST* sobre el efecto de estos redondeos en un acoplador *Riblet* en plano H y banda K (20 GHz). Posteriormente, en la sección 4.3 se explica un código desarrollado en *MATLAB* que, a partir de los puntos del perfil de una estructura en guía de onda, genera un nuevo perfil con ciertas esquinas redondeadas. Esto hace que su aplicación en la implementación del *FEM-2D* en *MATLAB* sea inmediata para modelar los efectos causados por este tipo de redondeos

4.2 Impacto del redondeo de las esquinas de un acoplador de Riblet

El acoplador de prueba se muestra en la siguiente imagen.

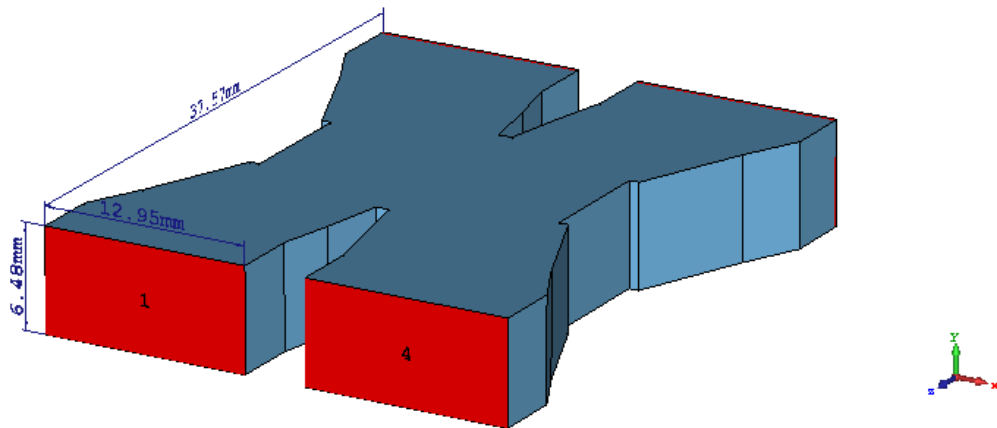


Figura 4.1: Acoplador híbrido de Riblet en plano H con esquinas redondeadas en CST

Corresponde a un acoplador híbrido con un acoplo de 3 dB y un desfase relativo de 90° entre sus puertas *Through* y *Coupled* que opera a 20 GHz.

Para esta tarea se evalúa el resultado de ir redondeando las esquinas en el acoplador. Debido a la técnica de mecanizado (principalmente la forma circular de la fresa que va formando la estructura), no todas las esquinas del acoplador se verán redondeadas, únicamente lo serán aquellas que “salgan” de la estructura. El redondeo además imprimirá en la esquina afectada un contorno circular de un cierto radio. La siguiente imagen muestra qué esquinas se evaluarán; se han dividido en tres grupos: 1 (rojo), 2 (azul) y 3 (verde).

El análisis se basará en estudiar la variación de la magnitud y fase de los parámetros S del acoplador según se redondeen las esquinas. Existen varios radios estándares de broca, típicamente son 0.125, 0.15, 0.175 y 0.2 mm. En este caso se comparará la respuesta del acoplador con esquinas sin redondear y aplicándole un redondeo de 1 mm de radio. En las gráficas, la iteración 30 corresponde con el acoplador sin redondear.

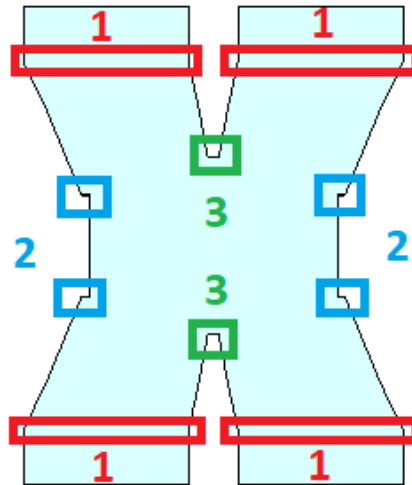


Figura 4.2: Muestra de esquinas que se redondean

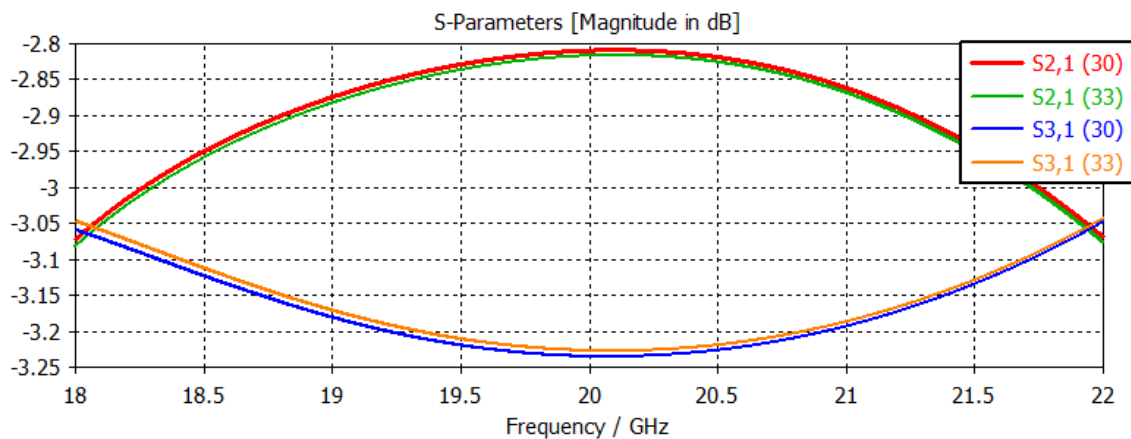


Figura 4.3: Variación de la transmisión al doblar el primer grupo de esquinas en *CST*

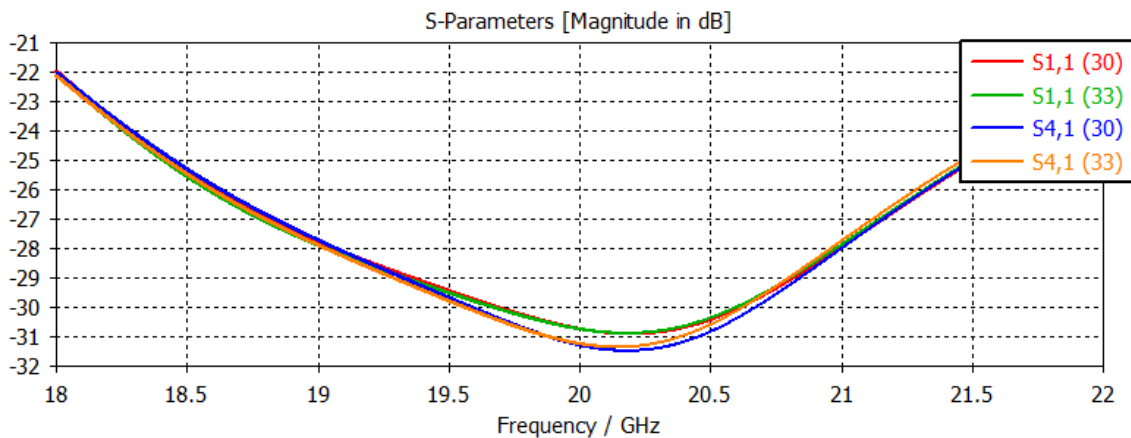


Figura 4.4: Variación del aislamiento y la adaptación al doblar el primer grupo de esquinas en *CST*

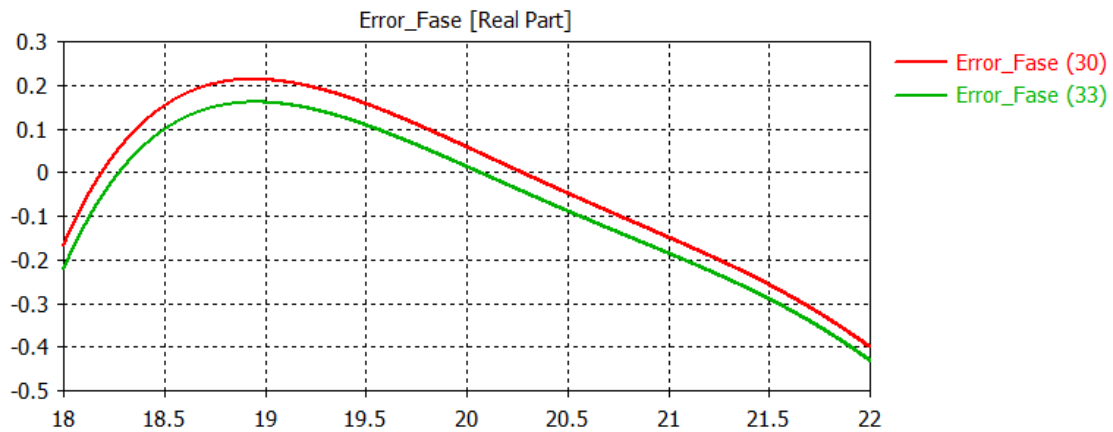


Figura 4.5: Variación del error de la fase relativa al doblar el primer grupo de esquinas en *CST*

Para este caso se aprecia que apenas existe variación en los resultados: a efectos prácticos, se puede considerar que esta doblez no afecta al comportamiento.

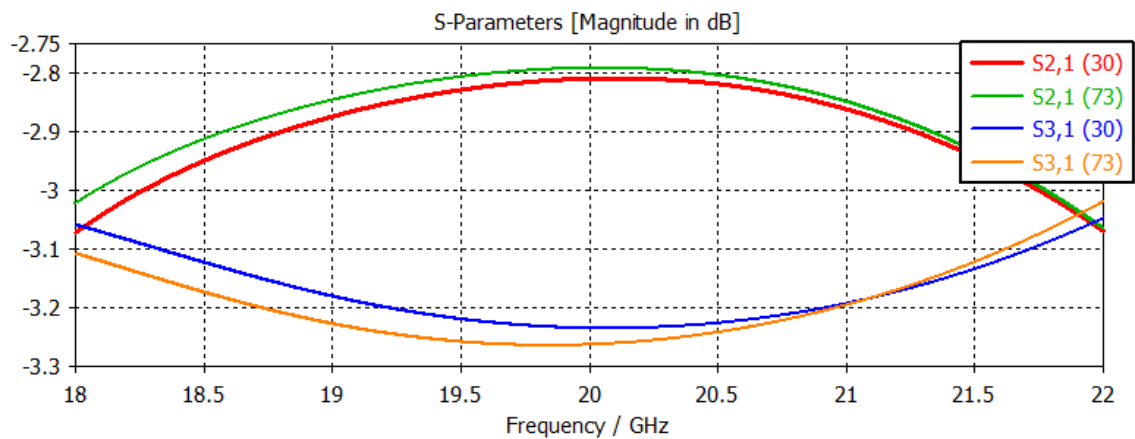


Figura 4.6: Variación de la transmisión al doblar el segundo grupo de esquinas en *CST*

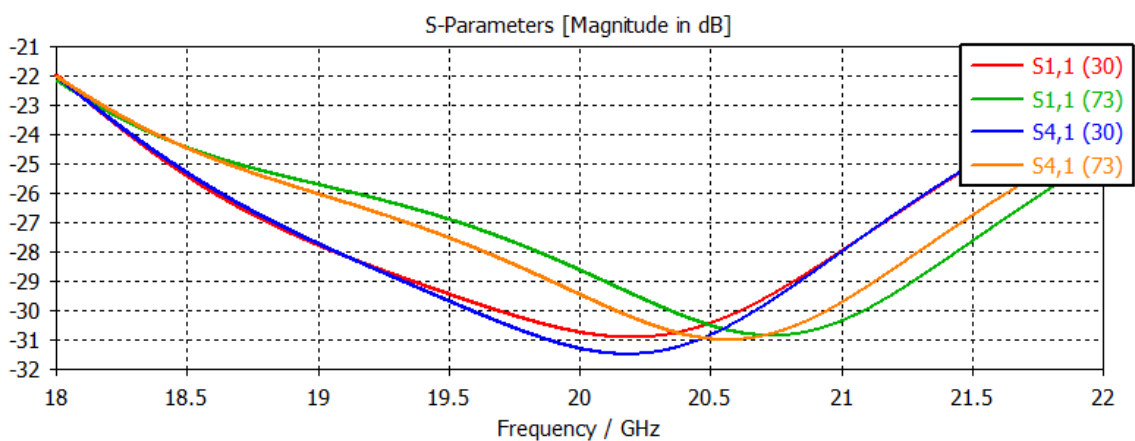


Figura 4.7: Variación del aislamiento y la adaptación al doblar el segundo grupo de esquinas en *CST*

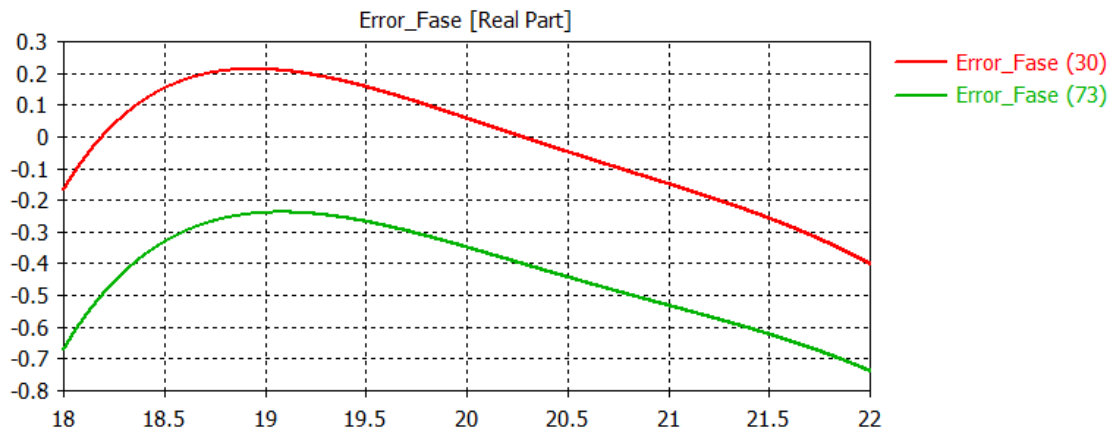


Figura 4.8: Variación del error de la fase relativa al doblar el segundo grupo de esquinas en *CST*

En este grupo de esquinas el efecto, aunque mayor que en el caso anterior, no llega a ser muy patente. En el peor de los casos, la adaptación y el aislamiento empeoran en el centro de la banda en unos 2 dB aproximadamente. La transmisión apenas varía su valor 0.5 dB, la diferencia radica en que el punto de corte entre las puertas *Through* y *Coupled* se va dando a frecuencias menores.

Por último, se muestra el efecto de variar el último grupo de esquinas.

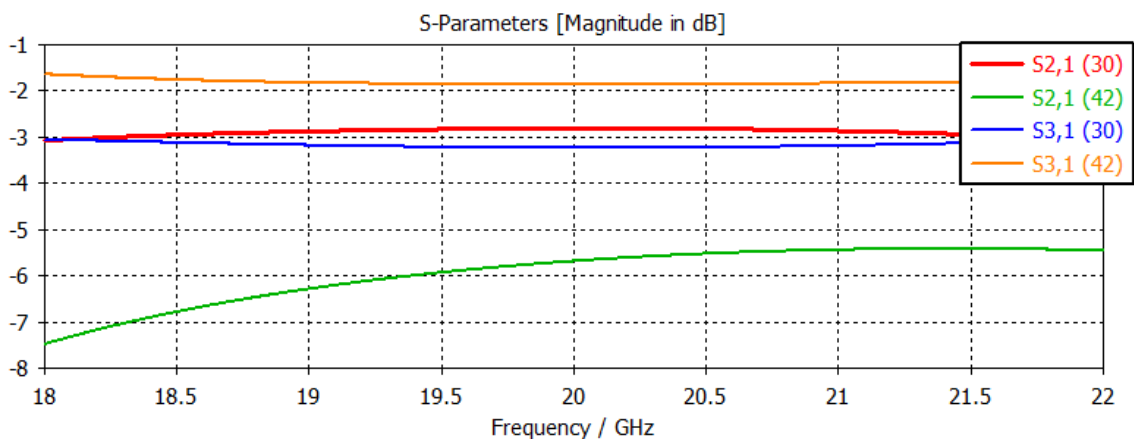


Figura 4.9: Variación de la transmisión al doblar el tercer grupo de esquinas en *CST*

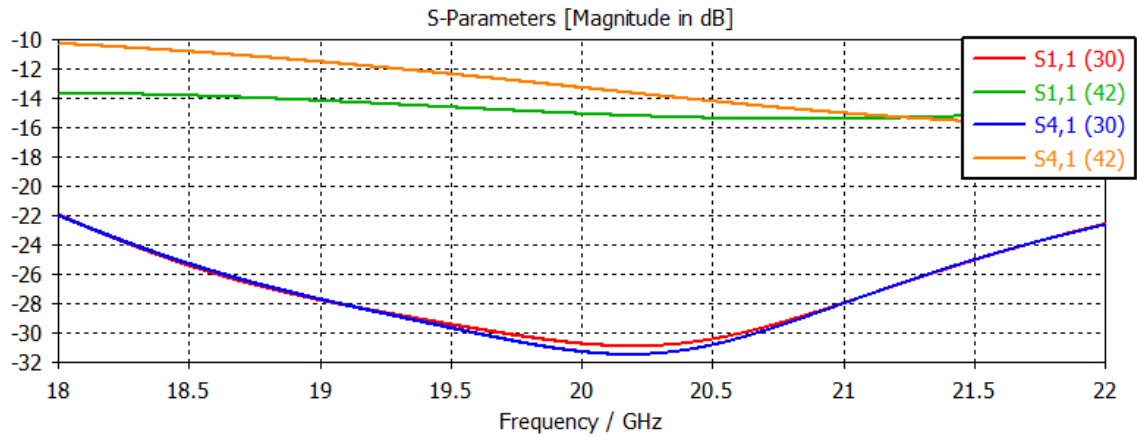


Figura 4.10 Variación del aislamiento y la adaptación al doblar el tercer grupo de esquinas en *CST*

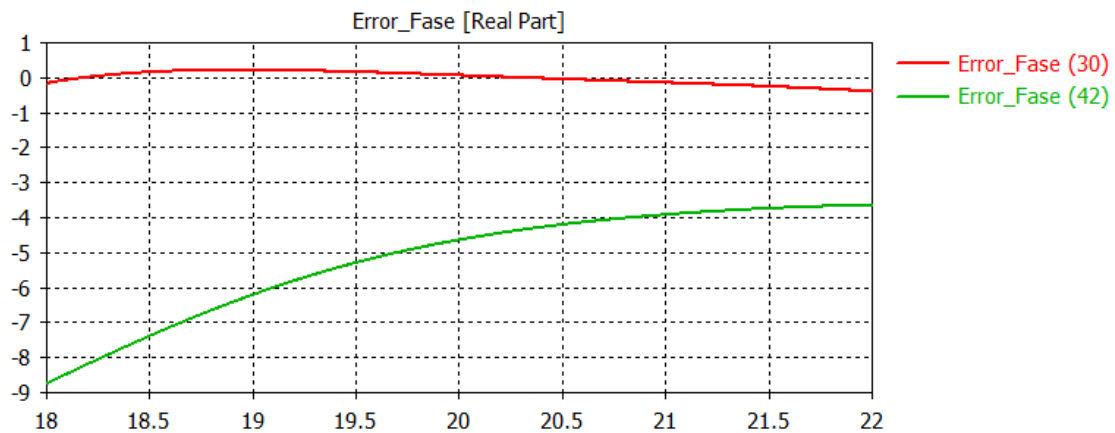


Figura 4.11: Variación del error de la fase relativa al doblar el tercer grupo de esquinas en *CST*

Este caso es el más significativo, pues los resultados divergen enormemente del caso ideal. Se observa que tanto la adaptación como el aislamiento empeoran en unos 30 dB a la frecuencia de diseño, mientras que el reparto de potencia se desconfigura totalmente. Del mismo modo, el error desfase relativo aumenta hasta 9° en la zona inferior de la banda.

También se ha observado que los efectos son aditivos, por lo que modificar el tercer grupo en general marcará el comportamiento del acoplador más que el resto. Por lo tanto, se ha visto que la doblez verde (entre los puertos adyacentes) es la que muestra efectos más críticos comparada con las otras dos para un mismo radio de curvatura, ya que el dispositivo pasa a comportarse de una manera distinta que lo inhabilita para funcionar como se desea a la frecuencia de diseño. Esto debe ser tenido en cuenta a la hora de fabricar acopladores de este tipo.

Tabla 4.1: Impacto de cada grupo de esquinas del acoplador

Grupo	1	2	3
Impacto	Despreciable	Bajo	Alto

Sin embargo, en la técnica de mecanizado de la impresora 3D las esquinas correspondientes a esta última doblez no se ven afectados, por lo que el diseño de este acoplador en particular no se vería severamente comprometido en la práctica.

4.3 Procedimiento para redondear las esquinas de un perfil genérico en *MATLAB*

A continuación se va a explicar brevemente el proceso para implementar estos redondeos en un perfil genérico de una estructura en *MATLAB* para que sea compatible con el *FEM-2D*.

El perfil vendrá dado por una serie de puntos en el plano 2D. Cada punto debe estar conectado con el anterior y la estructura debe cerrarse (el primer punto debe ser igual al último). Los puntos que correspondan a los puertos de la estructura no se redondean en ningún caso; en las esquinas que se redondee se introducirán N puntos extra correspondientes a puntos equiespaciados del arco de un círculo de radio R que encajase en la esquina.

El primer paso es definir el sentido de giro de los puntos que definen la estructura. En la siguiente figura, el sentido es horario.

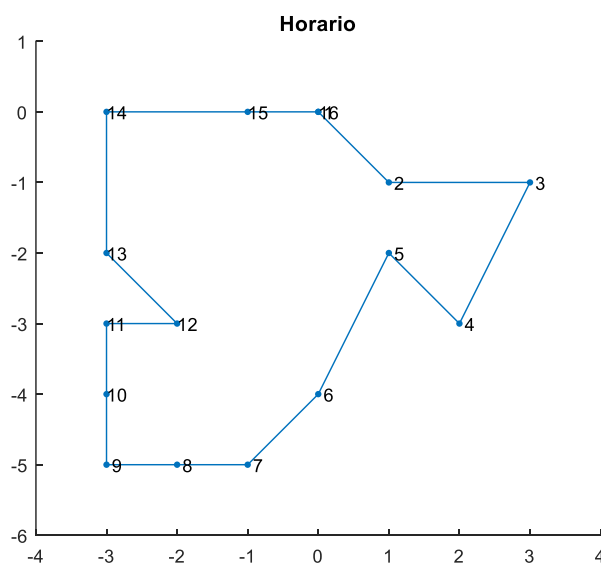


Figura 4.12: Ejemplo de perfil a redondear para *FEM-2D*

Después hay que extraer el índice de los puertos a redondear (excluyendo los índices de los puertos). El algoritmo crea una cadena de puntos a la que añade un punto si no se redondea o N en caso afirmativo. Para ello, en cada punto a redondear se opera con los puntos inmediatamente anterior y posterior. A la hora de calcular los nuevos puntos se utiliza geometría básica: la idea es calcular el centro del círculo cuya intersección con las dos rectas que unen los puntos está a una distancia R . Con el centro y las intersecciones se calcula el ángulo que divide en $N+1$ porciones el arco que encaja en la esquina. Con ese ángulo se calculan los N puntos de la circunferencia que los separan. En caso de haber llegado hasta aquí hay que modificar los índices de los puertos que estén por delante del

punto a redondear, sumándoles los puntos incluidos. Repitiendo esto iterativamente se consigue redondear una estructura.

Para una esquina cualquiera con puntos A, B y C y con el radio R y número de puntos N se calculan los puntos en los segmentos BA y BC a una distancia R de B.

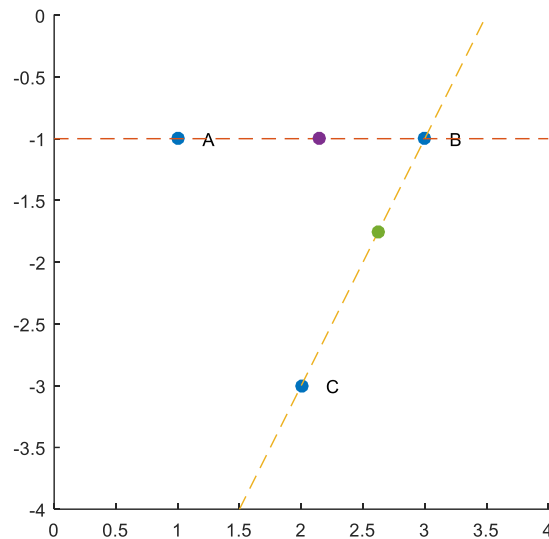


Figura 4.13: Procedimiento de redondeo (I)

Después, se trazan las rectas perpendiculares a esos puntos, lo que da una intersección entre ellas. El centro del círculo se encontrará en algún punto entre B y la línea que une este nuevo punto.

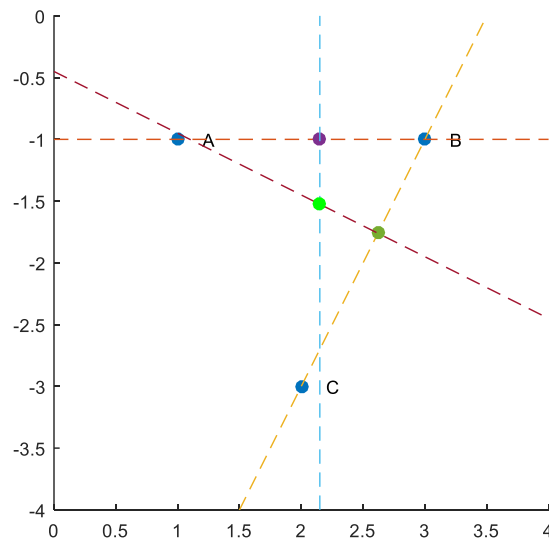


Figura 4.14: Procedimiento de redondeo (II)

Posteriormente se halla la distancia D que hay entre B y el centro del círculo según (4.1), el punto nuevo corresponde con dicho centro.

$$D = \frac{R}{\cos\left(90 - \frac{\alpha}{2}\right)} \quad (4.1)$$

Donde α es el ángulo interno del punto B y R es el radio del círculo a encajar.

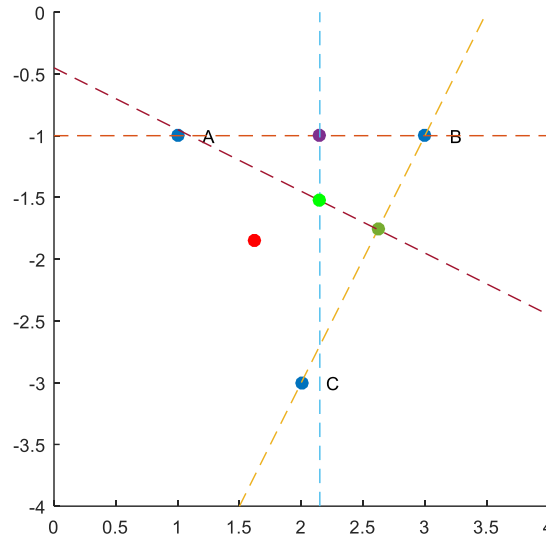


Figura 4.15: Procedimiento de redondeo (III)

Ahora se calcula la intersección del círculo con los segmentos BA y BC

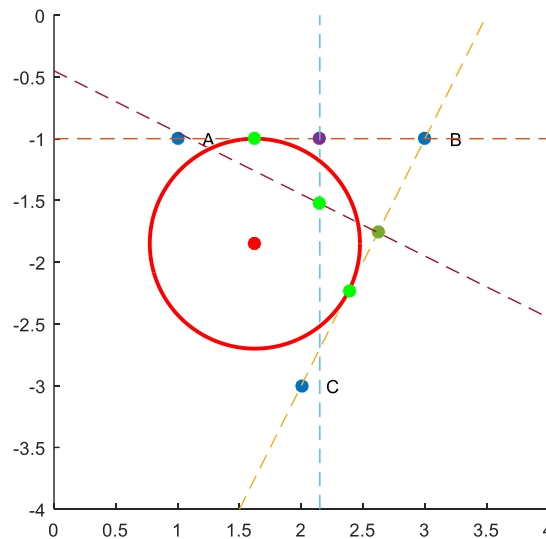


Figura 4.16: Procedimiento de redondeo (IV)

Se calculan los ángulos que corresponden a esos puntos respecto al centro del círculo para obtener los N+1 ángulos intermedios equidistantes y finalmente hallamos los N puntos de la circunferencia a los que corresponden.

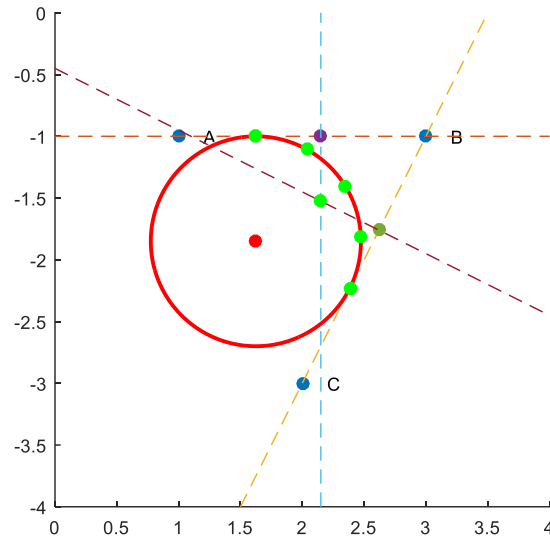


Figura 4.17: Procedimiento de redondeo (V)

El resultado de aplicar este algoritmo a la estructura anterior se muestra a continuación. En este ejemplo se han seleccionado los puntos 9, 14 y 16 para que no se redondeen.

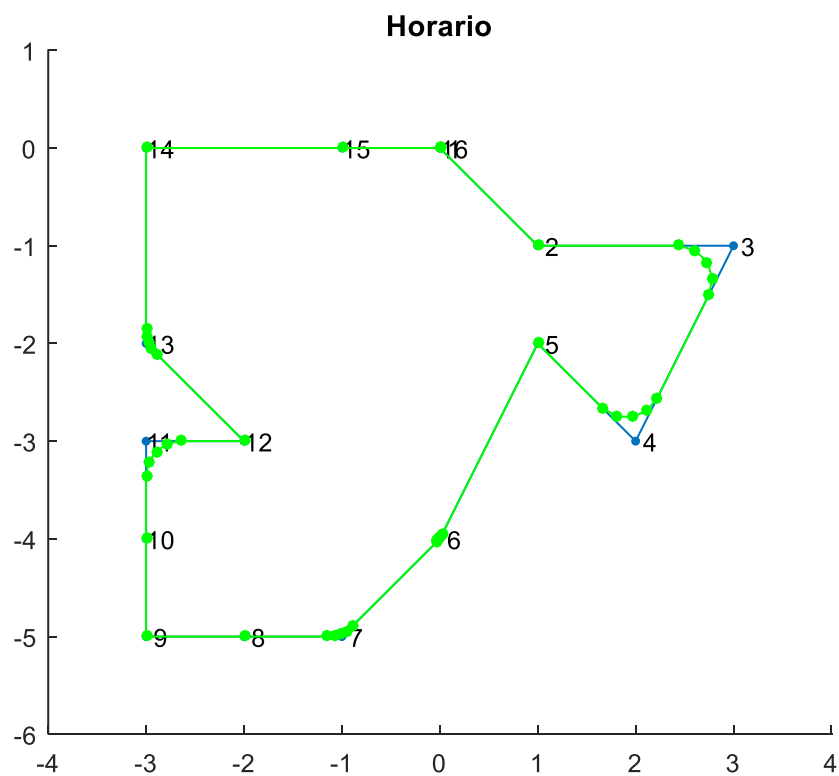


Figura 4.18: Perfil redondeado para *FEM-2D*

5 Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

En este proyecto se ha diseñado una red comparadora en guía de onda para extraer los diagramas suma, diferencia elevación y diferencia acimut a partir de los diagramas de radiación de cuatro antenas de bocina en un sistema de seguimiento radar monopulso en banda W (93 – 95 GHz). La pieza central de dicha red es el acoplador híbrido de 180° de tipo *Riblet* con *stubs* en la sección intermedia, ya que su influencia en la respuesta de la red es máxima. Para diseñar el acoplador ha sido necesario realizar una optimización partiendo de cero mediante algoritmos genéticos. Las características de estos algoritmos hacen que sea apto para este tipo de problema, ya que la forma de obtener la respuesta del mismo es a través de métodos numéricos. Con esto en mente, se han diseñado acopladores de tres hasta quince secciones (siempre un número impar) y se ha evaluado el comportamiento de la red usando los mejores resultados comparando con la herramienta software comercial *CST Microwave Studio*.

Los objetivos de respuesta de la red se han cumplido para este primer estudio, aunque hay margen de mejora. Por un lado, se ha conseguido diseñar una red que ofrece una buena respuesta comparando con la deseada (aunque no excelente). El principal motivo para esto es el comportamiento más o menos adecuado que pueda mostrar el acoplador, ya que los codos y los brazos presentan una buena respuesta con un diseño simple y apenas influyen en la respuesta global de la red. Por el otro, se ha encontrado una dificultad importante en obtener buenos acopladores de forma regular. Los motivos se explican a continuación.

Se ha observado que en este tipo de acoplador es muy complicado obtener un buen diseño de forma regular. Durante las muchas optimizaciones llevadas a cabo se ha probado a modificar los parámetros del algoritmo genético: en la función de coste, desde realizar una simulación muy exhaustiva del acoplador hasta aplicar un enfoque más permisivo usando una aproximación más rápida y que incurría en resultados menos fiables (sección 3.2.3), para luego aplicar el algoritmo local.

Con respecto al método de calcular el valor de la función de coste (sección 3.2.4) las conclusiones extraídas apuntan a que el método más ineficiente corresponde a extraer el error medio elevado al cuadrado (ecuación (3.5)). Esto es debido a la diferencia de los valores que toman los distintos grupos de errores: mientras que los relativos al módulo de los parámetros S oscilan entre 0 y 1, el grupo correspondiente al desfase relativo presenta valores entre 0 y 180. Al elevar al cuadrado el error, es inmediato darse cuenta de que el de la fase va a aumentar mientras que el resto va a disminuir, haciendo en la práctica que el algoritmo se centre en corregir el desfase relativo olvidando los otros dos grupos; incluso usando pesos W_1 y W_2 mucho mayores que W_3 este efecto sigue patente. Los otros dos métodos de cálculo de error (suma y media del error, ecuaciones (3.3) y (3.4) respectivamente) se han mostrado muy similares en cuanto a la estabilidad de los

resultados, alcanzando soluciones que ofrecían un buen compromiso entre los tres grupos de errores. La práctica de crear máscaras de los valores aceptables que arrojen un error nulo también ha sido útil al dar más facilidades al algoritmo para que converja.

Otro grado de libertad del diseño era las dimensiones mínimas de las secciones intermedias del acoplador. En un principio se fijó un límite inferior a su anchura (W_i) de 1.1 mm junto con una altura (L_i) máxima muy permisiva de 8 mm. Esto generó unos resultados regulares para cada número de secciones. Después se decidió decrementar la anchura mínima a 0.5 mm y limitar la longitud máxima a 5.5 mm. Esto dio pie a una ronda de resultados algo superiores a los anteriores, sin embargo, las mejores soluciones no hacen uso de secciones tan estrechas; los valores más pequeños de acopladores aptos suelen rondar los 0.8 mm.

Respecto a la altura de las secciones, se ha observado que las mejores soluciones requerían de unos desniveles muy pequeños entre ellas, entrando en conflicto con la limitación a ese respecto que haría falta para una posible fabricación. Al forzar un desnivel mínimo aparentemente se dificultaba la convergencia.

En cuanto al número de secciones, la tendencia observada coincide en cierto modo con la intuición: a más secciones, más grados de libertad en el problema y por tanto más factible es alcanzar una solución válida. Sin embargo, el aumento en complejidad que esto conlleva (cada sección nueva aumenta en 3 el número de dimensiones de la función de coste) hace que las ventajas de añadir *stubs* no se alcancen de forma inmediata. Este equilibrio entre aumentar el número de posibles soluciones alcanzables y también la dificultad de alcanzarlas hace que no se garantice la convergencia de forma regular. Por esto, los acopladores de un bajo número de secciones (hasta 5) mostraban ese comportamiento de cumplir dos de los tres grupos de objetivos de forma muy marcada. A partir de aquí se observa una cierta mejoría en algunas de las soluciones alcanzadas, pero más secciones no implica mejores resultados necesariamente. De hecho, los mejores resultados obtenidos corresponden a acopladores de 7, 11 y 13 secciones (se probaron hasta 15) y realizando una comparativa entre ellos se observa que el rendimiento que ofrecen es muy similar. Además, dichos acopladores se obtuvieron tras realizar varias optimizaciones consideradas fallidas y sin una modificación sensible de los parámetros, corroborando que la aleatoriedad es una parte importante del problema.

También se ha probado a correr el algoritmo genético con generaciones muy grandes de hasta 3250 elementos cada una. Teniendo en cuenta el espacio de la función de coste es enorme, se ha observado que emplear más muestras efectivamente repercute en una mejor convergencia. Sin embargo, eso no significa que el resultado fuera válido, ya que la tendencia era de converger a una solución en la que, de los tres grupos de parámetros usados (reparto de potencia, adaptación/aislamiento y desfase relativo) se cumplía de forma correcta en dos de ellos, dejando “olvidado” al restante.

Con respecto a la técnica de mecanizado, la curvatura creada en las esquinas forzosamente no ha resultado en una variación notable del comportamiento del acoplador. Este ha sido el último estudio comentado en el capítulo 4. Sí lo ha sido, sin

embargo, las situadas entre puertos adyacentes (aunque estas no se verían modificadas en una posible fabricación). A su vez, los acopladores diseñados en general no cumplen con las restricciones de anchura de las secciones “salientes”.

En otras palabras, dada la complejidad del problema, se ha observado que con el algoritmo genético la calidad del resultado dependía más de lo deseable de los parámetros que se usaran al ejecutarlo (debido a la aleatoriedad intrínseca del mismo y a la complejidad del problema).

5.2 Trabajo futuro

Como trabajo futuro se sugiere adaptar los puertos interiores de la red a la sección de las antenas de bocina. Dada la diferencia de dimensiones entre las secciones de la salida de la red y de la entrada de las bocinas este paso no es trivial, aunque ambos puertos ofrecen propagación monomodo a la frecuencia de trabajo.

El siguiente paso es mejorar la respuesta de la red y esto pasa por mejorar la del acoplador que se implemente. Para ello, se propone diseñar un acoplador en plano E similar al de este trabajo utilizando otros algoritmos de optimización heurísticos. Esto se puede lograr con el *FEM-2D* en *MATLAB* y con *CST*. Existe cierta variedad en los algoritmos globales; se proponen algoritmos como *Particle Swarm Optimization*, *CMA-ES* (*Covariance Matrix Adaptation Evolutionary Strategy*) y *Simulated Annealing*.

También se propone aplicar algoritmos de búsqueda local para mejorar algunos de los mejores diseños que se han presentado. En particular, los de 7, 11 y 13 secciones son los más equilibrados.

La opción de diseñar la red entera en plano H con *Simulated Annealing* es otra alternativa que se está validando en otros trabajos.

Referencias

- [1] «Space Debris Radar/Radar para detección de basura espacial (SPADERADAR-CM),» de *S2013/ICE-300R. Programas de actividades de I+D de la Convocatoria tecnologías 2013 de la Comunidad de Madrid.*, 2013-2016.
- [2] J. L. Masa Campos, «Sistemas de Radionavegación y Posicionamiento,» Asignatura del Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicaciones, Universidad Autónoma de Madrid, 2017.
- [3] J. Eaves y E. Reedy, «Principles of Modern Radar,» Springer, 1987.
- [4] S. M. Sherman y D. K. Barton, Monopulse principles and techniques, 2nd ed., Artech House, 1984.
- [5] M. L. Skolnik, Radar Handbook, 2nd ed., McGraw-Hill, 1990.
- [6] D. M. Pozar, «Microwave Engineering» 3 ed., Boston, John Wiley & Sons, 2006, pp. 50-62.
- [7] R. E. Collin, «Foundations for Microwave Engineering,» 2nd ed., IEEE Press, 1992.
- [8] J. A. Ruíz Cruz y J. Córcoles Ortega, «Dispositivos de Radiocomunicaciones,» Asignatura del Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicaciones, Universidad Autónoma de Madrid, 2017.
- [9] D. E. Goldberg, Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning, Addison Wesley, 1989.
- [10] J. A. Ruíz Cruz, «Medios de Transmisión,» Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, Universidad Autónoma de Madrid, 2013.
- [11] L. P. López, «Análisis y diseño de bocinas con perfiles arbitrarios mediante análisis modal,» *Trabajo Fin de Grado, Universidad Autónoma de Madrid*, 2014.
- [12] L. Polo López, «Development of Advanced Techniques for Efficient Simulation and Fast 3D-printed Prototypes of Horn Antennas,» *Trabajo Fin de Máster, Universidad Autónoma de Madrid*, 2016.

- [13] H. J. Riblet, "The Short-Slot Hybrid Junction," *Proc. I.R.E.*, vol. 40, no. 2, pp. 180–184, Feb 1952.
- [14] J. A. Ruiz-Cruz, J. R. Montejo-Garai, and J. M. Rebollar, "Short-slot E- and H-plane waveguide couplers with an arbitrary power division ratio," *International Journal of Electronics*, vol. 98, no. 1, pp. 11–24, Jan. 2011.
- [15] J. A. Ruiz-Cruz, J. R. Montejo-Garai, J. M. Rebollar, A. I. Daganzo, and I. Hidalgo-Carpintero, "Design of Riblet-type couplers for Ka band applications," in *Proc. 2007 IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symposium*, 2007, pp. 4276–4279.

Anexos

A Modos TE y TM en guía de onda rectangular

A la hora de clasificar los campos que se propagan en un medio con simetría de traslación, una aproximación clásica al problema consiste en distinguirlos según tengan componente longitudinal (paralela a la dirección de propagación) o no, ya que sus propiedades variarán sensiblemente según el caso. De esta forma y sabiendo que por convención la dirección de propagación se toma como \hat{z} , se pueden escribir los campos de la siguiente manera [7]:

$$\vec{E}(\vec{r}, \omega) = \vec{E}_t(\vec{r}, \omega) + \vec{E}_z(\vec{r}, \omega) \quad (0.1)$$

$$\vec{H}(\vec{r}, \omega) = \vec{H}_t(\vec{r}, \omega) + \vec{H}_z(\vec{r}, \omega) \quad (0.2)$$

Y por tanto se abren las posibilidades de la Tabla 0.1.

Tabla 0.1: Descomposición del campo E/M según sus componentes

Campo	Componente Longitudinal	Campo Total
TEM	$\vec{E}_z = \vec{H}_z = 0$	$\vec{E} = \vec{E}_t$ $\vec{H} = \vec{H}_t$
TE	$\vec{E}_z = 0$ $\vec{H}_z \neq 0$	$\vec{E} = \vec{E}_t$ $\vec{H} = \vec{H}_t + \vec{H}_z$
TM	$\vec{E}_z \neq 0$ $\vec{H}_z = 0$	$\vec{E} = \vec{E}_t + \vec{E}_z$ $\vec{H} = \vec{H}_t$
Híbridos	$\vec{E}_z \neq 0$ $\vec{H}_z \neq 0$	$\vec{E} = \vec{E}_t + \vec{E}_z$ $\vec{H} = \vec{H}_t + \vec{H}_z$

Para estructuras como las guías de onda existirán a priori infinitas soluciones, tanto para campos TE como TM., llamadas modos de propagación. Normalmente se excitarán una serie de modos al mismo tiempo, dependiendo de la geometría de la guía, la frecuencia de operación y el dieléctrico usado. En una guía de onda rectangular se pueden propagar únicamente modos TE y TM, pero no TEM, ya que para ello es necesario que existan un mínimo de dos conductores en la sección transversal de la guía [6].

Para una guía de onda rectangular como la de la Figura 0.1 se pueden calcular los campos que se propagan en su interior. El procedimiento requerido es bien conocido en la literatura [6], de forma que en este apartado se presentará un análisis cualitativo de las mismas.

II

Para cada combinación de m y n , distinta de $(0,0)$ para TE, y sin ningún índice 0 para TM, obtenemos una solución de campo distinta en la guía. Para que se propague cada solución se debe excitar la guía a una frecuencia igual o superior a la frecuencia de corte de cada modo $f_{c,mn}$, de forma que su constante de propagación γ es imaginaria pura (siempre que no haya pérdidas). Por lo tanto, conforme se aumenta la frecuencia de operación, más modos se propagarán en la estructura

$$f_{c,mn} = \frac{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (0.3)$$

El primer modo en propagarse (con la frecuencia de corte más baja de todas) se llama *modo fundamental* o *dominante* y para una guía de onda rectangular con características estándares ($a = 2b$) es el TE_{10} , que corresponde con $f_{c,10} = c/2a$, siendo c la velocidad de la luz en el medio. El resto de modos se conocen como *modos superiores*. A una frecuencia dada f , solo se propagarán los modos que cumplan $f_c < f$; el resto de modos se conocen como *modos evanescentes* pues decaen exponencialmente ya que su constante de propagación γ es real. A su vez, puede darse el caso de que dos modos distintos (TE y TM) posean una f_c idéntica; dichos modos son llamados *degenerados*. Por último, el ancho de banda comprendido entre el modo fundamental y el primer superior se conoce como *ancho de banda monomodo*.

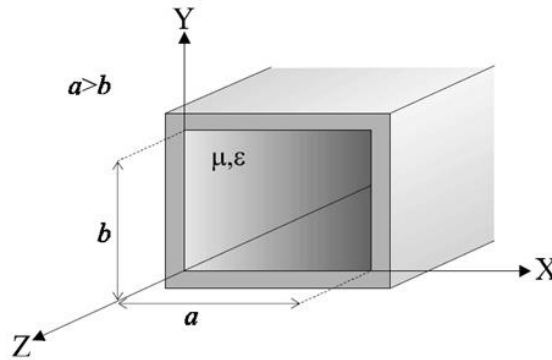


Figura 0.1: Esquema de guía de onda rectangular [10]

Una herramienta útil para entender en qué orden se propagan los modos es la carta de modos, que no es más que un diagrama en el que se representan los modos de interés frente a la frecuencia de trabajo. Un ejemplo se muestra en la Figura 0.2

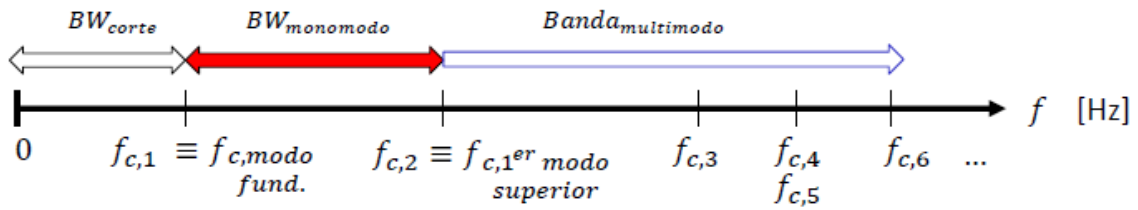


Figura 0.2: Ejemplo de carta de modos [10]

Como pauta, a continuación se muestran los modos TE_{10} (Figura 0.3), TE_{20} (Figura 0.4) y TE_{11} (Figura 0.5).

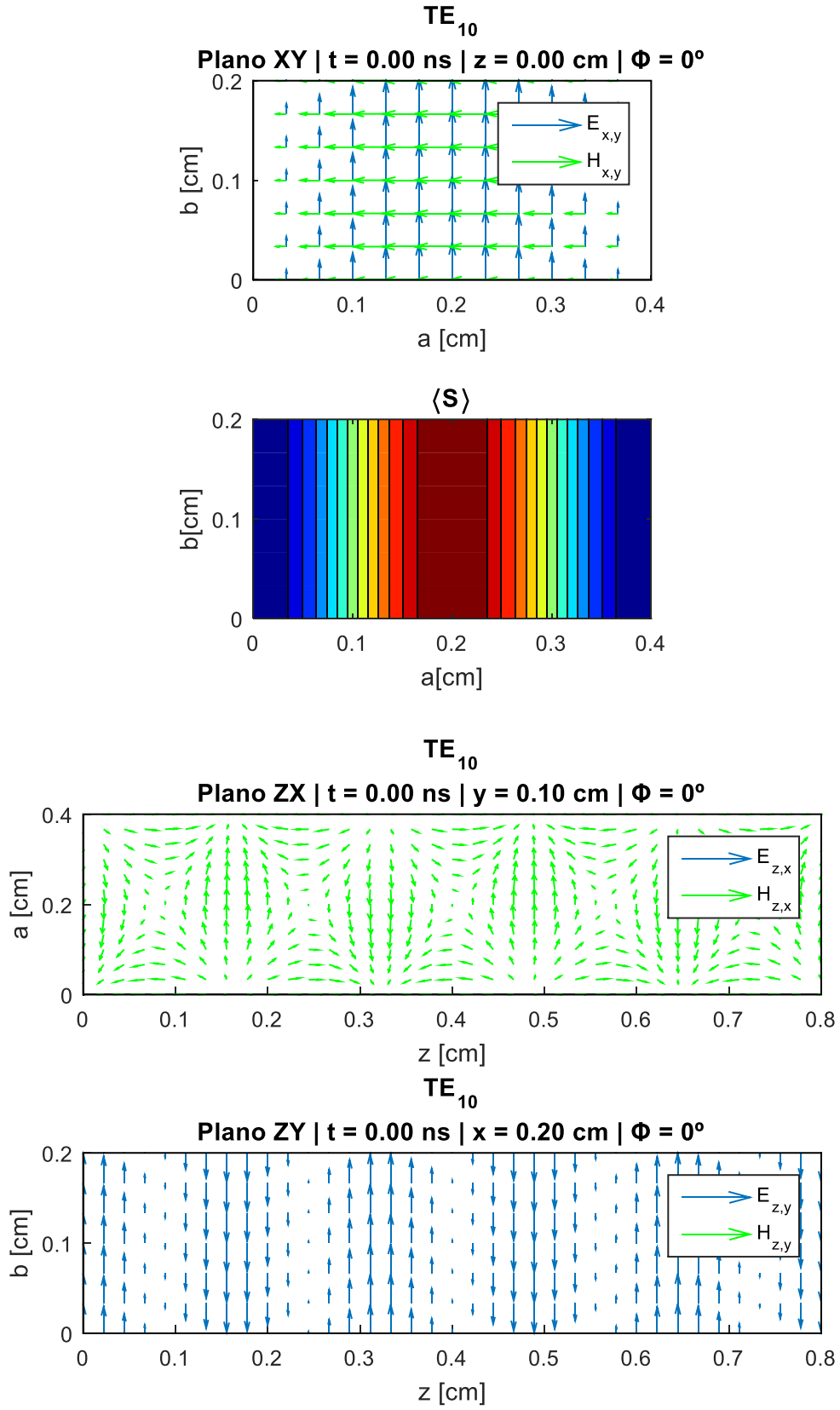


Figura 0.3: Modo TE_{10}

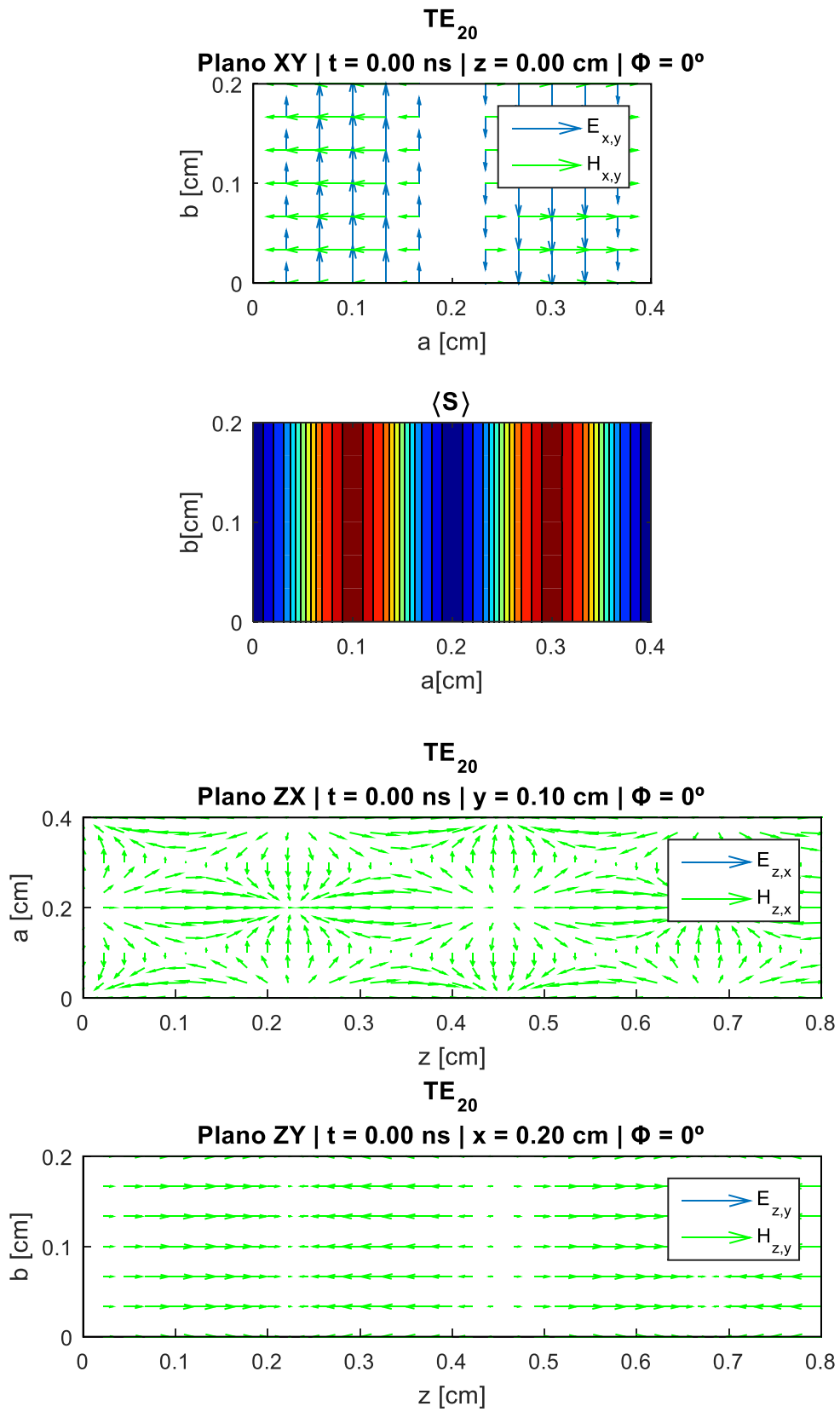


Figura 0.4: Modo TE_{20}

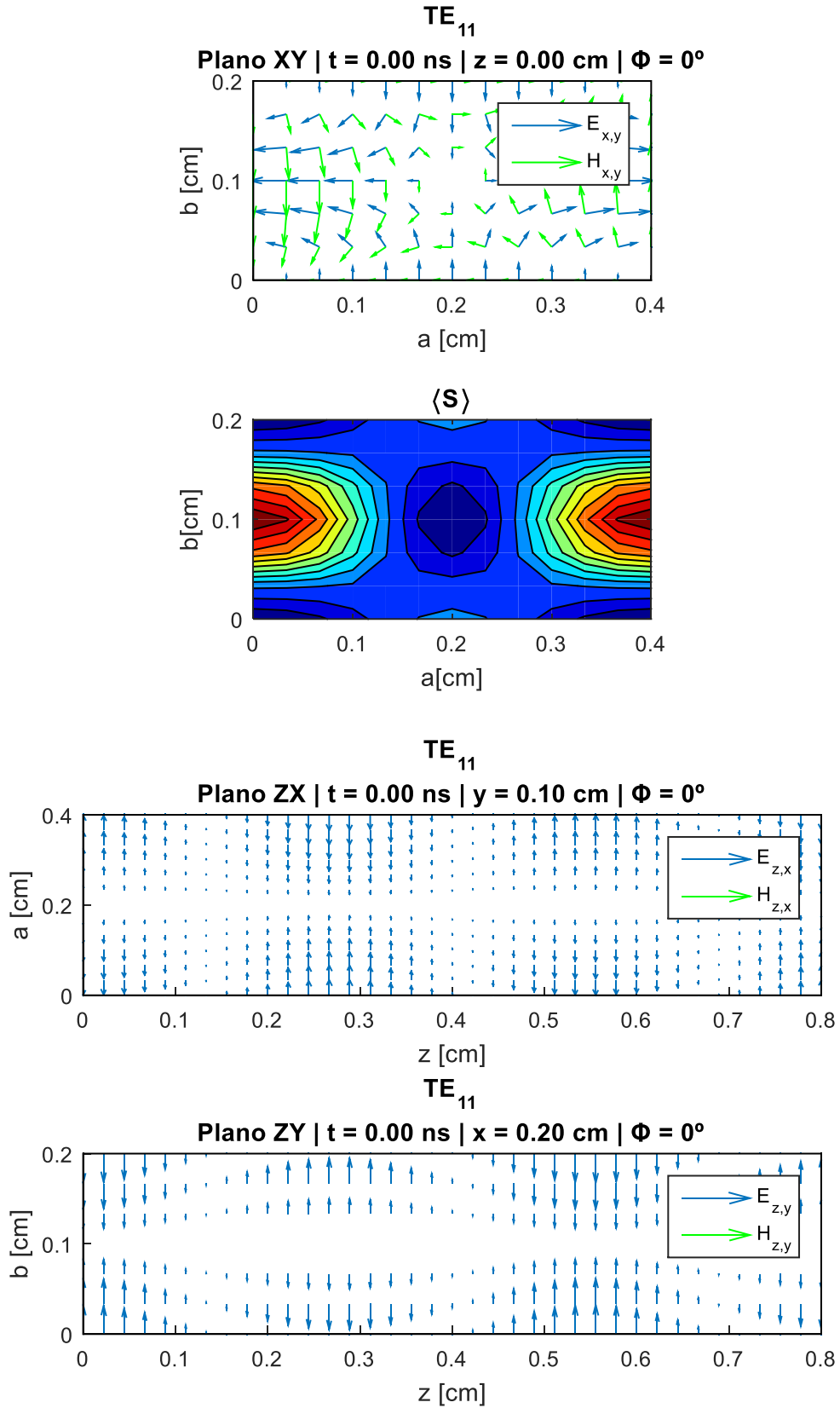


Figura 0.5: Modo TE_{11}

A su vez, una guía de onda rectangular también soporta modos TM. Para este caso, el primer modo en propagarse es el TM_{11} , que coincide en frecuencia con el TE_{11} si $a = 2b$.

VI

A continuación se introducen los campos TM_{11} (Figura 0.6) TM_{21} (Figura 0.7) y TM_{31} (Figura 0.8).

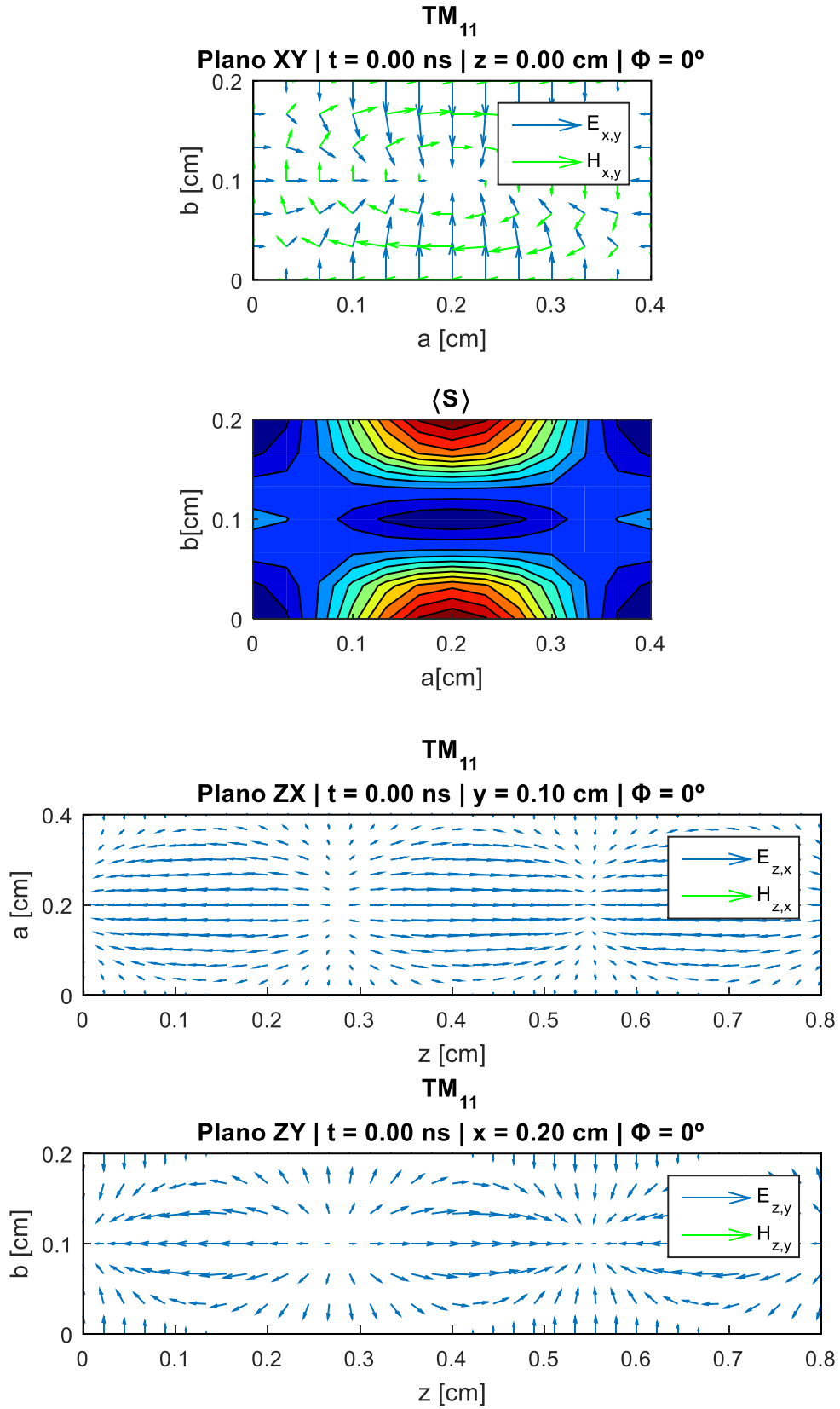


Figura 0.6: Modo TM_{11}

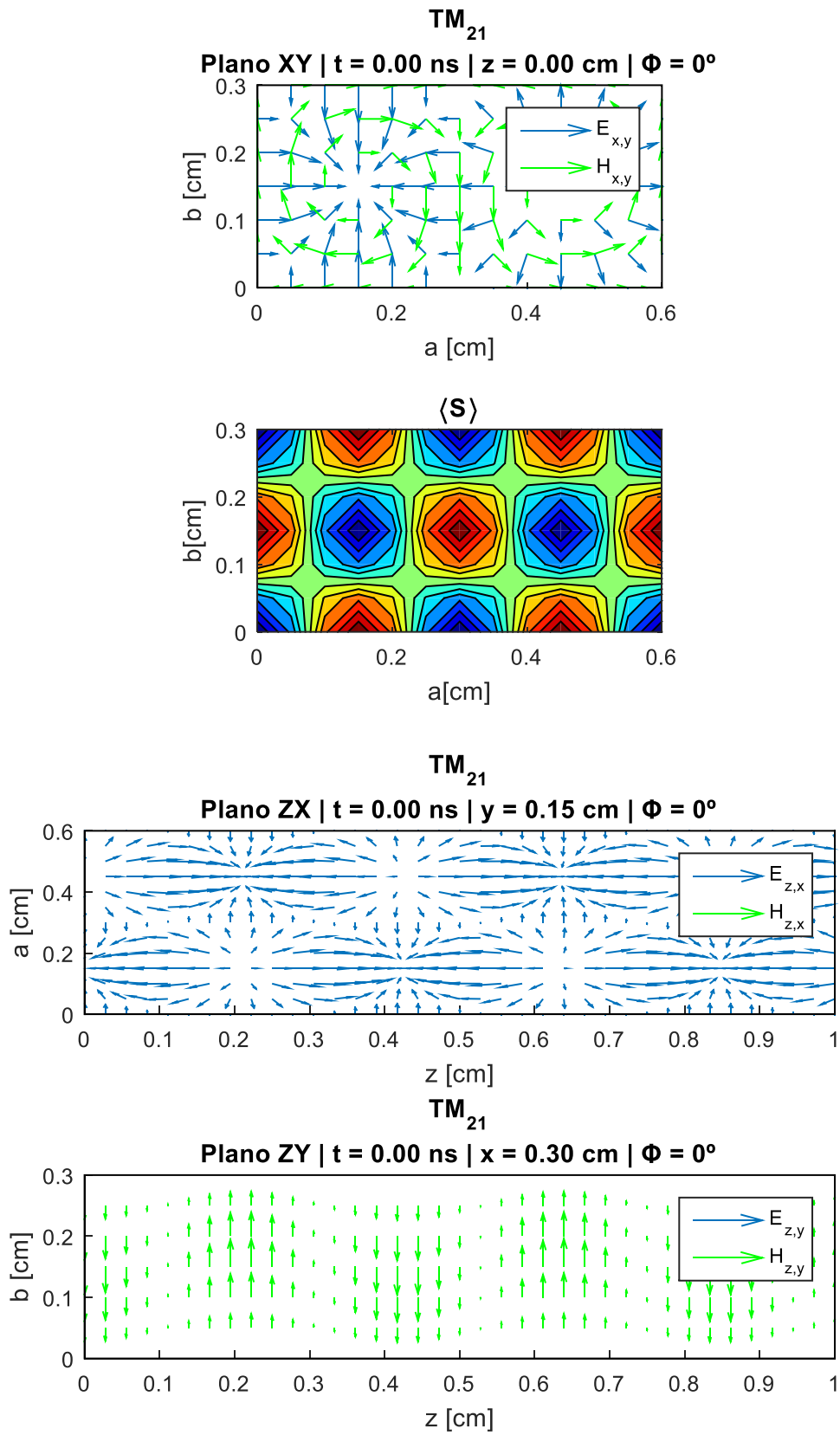


Figura 0.7: Modo TM_{21}

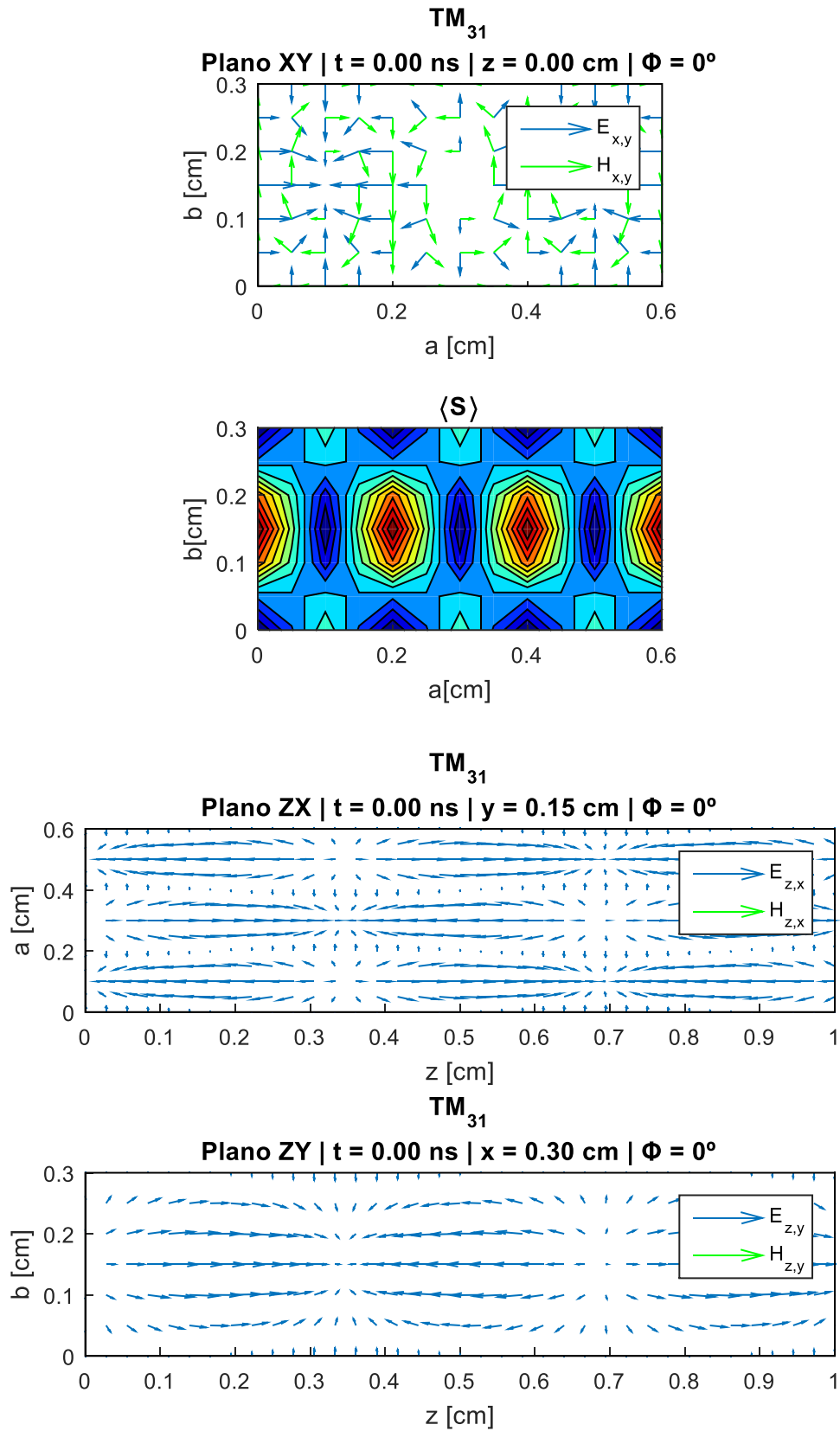


Figura 0.8: Modo TM_{31}

B Mode Matching

A la hora de modelar el comportamiento de circuitos en guía de onda de una forma fiable, la clasificación estándar contempla métodos numéricos (que pueden implicar resolver ecuaciones diferenciales parciales, tales como el Método de Elementos Finitos y la Técnica de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo) y métodos cuasi analíticos. *Mode-Matching* es el nombre que recibe un método perteneciente a este segundo grupo utilizado típicamente para caracterizar el comportamiento de estructuras complejas en guía de onda a través de la matriz de los parámetros S.

A continuación, se explica brevemente sus características más importantes; una explicación más pormenorizada y formal del procedimiento se puede encontrar en [11]. En esencia, en las discontinuidades que haya en la estructura se considerará un número infinito de modos, por lo que en cada sección existirán modos incidentes y reflejados; el método busca encontrar las amplitudes de dichos modos en las discontinuidades de la guía de onda que den lugar al cumplimiento de las condiciones de contorno en la discontinuidad (expresadas como (2.2) y (2.3)) para, a partir de ellas, computar la matriz de parámetros S (2.5) de cada discontinuidad y finalmente combinarlas para extraer la matriz S de la estructura completa. La Figura 0.9 muestra el enfoque teórico del método.

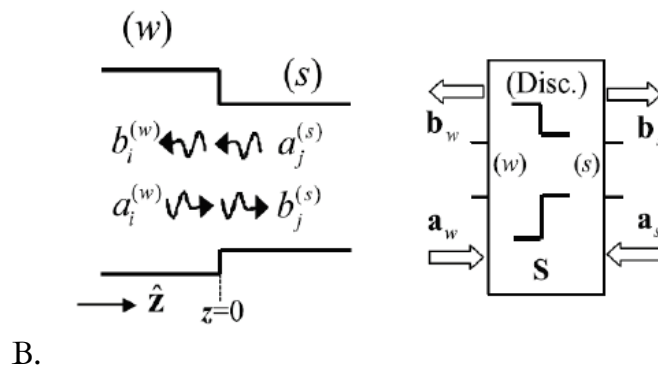


Figura 0.9: Ondas de potencia incidentes y reflejadas en una discontinuidad [11]

Debido a que el método se implementa en un ordenador, es necesario considerar un número máximo de modos en el problema. Al truncar la cantidad de modos con los que operar a ambos lados de cada discontinuidad, el resultado no será exacto teóricamente; sin embargo, es posible obtener una respuesta fidedigna del circuito con un número finito de modos que además no requiera de altos tiempos de computación. La elección de este parámetro en cada discontinuidad depende pues de la precisión buscada y el tiempo de cálculo tolerado.